Е. М. Мартынов



БЕСКОНТАКТНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 397

Е. М. МАРТЫНОВ

БЕСКОНТАКТНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Издание второе, переработанное и дополненное



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1961 ЛЕНИНГРАД

В книге изложены принципы работы бесконтактных переключающих устройств на транзисторах и ферритах с прямоугольной петлей гистерезиса. Приведены практические схемы, даны рекомендации и формулы для расчета.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей и может быть полезна инженерно-техническим работникам.

---

6 П2.15 *Мартынов Евгений Михайлович*
М 29 **Бесконтактные переключающие устройства.** Изд. 2-е, переработ. и доп. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961. 176 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 397).
6 П2. 15

* * *

Редактор *П. А. Попов* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

Сдано в пр-во 23/XI 1960 г. Подписано к печати 30/I 1961 г.
Формат бумаги $84 \times 108^1/_{32}$ 9,02 печ. л. 9,4 уч.-изд л.
Т-01857 Тираж 50 000 Цена 38 коп. Зак. 2597

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Два года, истекшие со времени выпуска первого издания настоящей книги, ознаменовались значительным ростом применения бесконтактных переключающих устройств в разных областях техники. За это время разработано много новых интересных схем. Описание некоторых из этих схем включено во второе издание.

По сравнению с первым изданием в данной книге значительно расширено объяснение физических процессов, происходящих в ряде устройств, а также более подробно изложена методика их расчета. Книга дополнена рядом важных практических советов.

Вместе с тем из текста первого издания исключены примеры практического применения бесконтактных переключающих устройств в радиолюбительской практике. Этому вопросу посвящен отдельный выпуск Массовой радиобиблиотеки — «Электронные устройства дискретного действия».

При подготовке второго издания книги автором были учтены многие ценные замечания и пожелания читателей.

Е. Мартынов

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

Автоматизация производственных процессов в самых различных отраслях народного хозяйства является одной из важнейших задач настоящего времени.

Для всемерного внедрения автоматического управления и автоматизированных вычислительных машин требуются переключающие устройства релейного действия, обладающие свойствами электромагнитных реле, но не имеющие механических контактов, так как последние в сложных устройствах не обеспечивают достаточного быстродействия и надежности в работе.

К бесконтактным переключающим устройствам релейного действия относятся усилители, работающие при больших сигналах (в режиме ограничения), триггеры, мультивибраторы, блокинг-генераторы и ряд устройств, выполняющих логические операции в вычислительных машинах, приборах автоматики и другой аппаратуре.

Элементы, обладающие релейными свойствами, часто называют двоичными, так как они могут находиться либо в одном, либо в другом положении по аналогии с двоичной системой счисления в математике, в которой существует два дискретных значения (две цифры) — «1» и «0».

Для создания переключающих элементов могут быть использованы электронные явления в вакууме, в полупроводниках, ионные явления в газах, магнитные явления в ферромагнетиках и т. д.

В каждом из используемых явлений в том или ином виде существует нелинейная зависимость между двумя какими-либо физическими величинами. Эта нелинейность в известных условиях может создать скачкообразный переход из одного устойчивого состояния в другое, что необходимо для образования двоичного элемента.

Прежде чем приступить к изложению принципов дей-

ствия бесконтактных переключающих устройств, необходимо отметить ряд их особенностей.

Во-первых, если для релейно-контактного переключающего устройства устойчивые состояния очевидны и представляют собой способность его контактов пропускать или не пропускать электрический ток, то для бесконтактного устройства речь может идти о двух различных состояниях какого-либо электрического параметра, например величины напряжения и тока или продолжительности соответствующего импульса тока или напряжения. Будем считать, что по аналогии с релейно-контактными устройствами состоянию «включено» бесконтактного элемента соответствует выдача «полезного сигнала». Ток или напряжение, выдаваемое в другом состоянии, соответствующем состоянию «выключено», является «помехой», которая должна быть возможно меньшей.

Обычно отношение полезного сигнала к помехе, называемое коэффициентом перепада K, в релейно-контактных устройствах практически равно бесконечности, а в бесконтактных устройствах представляет конечное число, не превышающее нескольких десятков:

$$K = \frac{I_{\text{сигн}}}{I_{\text{пом}}} \quad \text{или} \quad K = \frac{U_{\text{сигн}}}{U_{\text{пом}}}.$$

Опыт показывает, что при K меньше десяти построение схем весьма затруднительно. Обычно, когда коэффициенты перепада находятся в пределах 10—20, говорят, что устройство работает в режиме «да — нет», т. е. в условиях, когда на вход (или выход) схемы сигнал либо поступает, либо не поступает. В таком режиме довольно широкое изменение параметров транзисторов, магнитных сердечников и других элементов, входящих в схему устройства, не оказывает влияния на работоспособность схемы.

Во-вторых, состояния устройства должны быть устойчивыми, и само устройство не должно самопроизвольно срабатывать от импульсов помех. Иногда недостаточно устойчивые состояния, даже при высоком коэффициенте перепада, существенно влияют на надежность работы устройства в целом.

В-третьих, устройство должно обеспечивать удобство съема результата («считывания» записанной информа-

ции), а также возможность передачи результата «записи» (например, состояния, соответствующего «1») из одной ячейки в другие, т. е. ячейки должны обладать усилительными свойствами. При последовательном или параллельном соединении таких ячеек должно исключаться обратое воздействие последующей ячейки на предидущую (должен отсутствовать «обратный поток информации»). Выполнение этого условия обеспечивает возможность сочетания отдельных переключающихся ячеек в общие схемы.

Описываемые в данной книге переключающие устройства на транзисторах и приборах с магнитными сердечниками, являющиеся сравнительно новыми, но в то же время достаточно освоенными промышленностью, обладают весьма ценными качествами: малыми размерами, высокой вибро- и ударостойкостью, способностью работать при низких напряжениях питания, высоким к. п. д и весьма большим сроком службы. Все это позволяет применять эти приборы во многих областях техники, где они ранее не могли применяться вследствие недостатков, свойственных электронным лампам.

К недостаткам устройств на транзисторах и приборах с магнитными сердечниками, обусловливаемым современной технологией их изготовления, следует отнести неодинаковость параметров у отдельных образцов одного и того же типа, а также значительную зависимость параметров от температуры и режима работы.

Несмотря на эти недостатки, указанные приборы можно с успехом применять в самых разнообразных устройствах, так как влияние отклонений параметров отдельного прибора на параметры каскада, а также влияние окружающей температуры можно сделать достаточно малыми путем соответствующего построения и расчета схемы Кроме того, не во всех случаях аппаратура должна работать в широком диапазоне температур.

Цель данной книги — ознакомить радиолюбителей с работой переключающих устройств на транзисторах и приборах с магнитными сердечниками, применяемых в системах, работающих с информацией дискретного вида, а также с принципами построения и основами расчета таких схем.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА ТРАНЗИСТОРАХ

1. Статические характеристики и параметры плоскостных транзисторов

Чтобы применить транзистор в переключающих схемах, необходимо знать его основные электрические свойства и параметры, которые для данных схем имеют определяющее значение. Эти основные свойства и параметры транзисторов могут быть найдены путем анализа статических характеристик.

В транзисторах все основные процессы определяются движением и взаимодействием носителей электрических зарядов, т. е. токами. Отсюда вытекает физическая целесообразность при построении статических характеристик принимать за независимые переменные не напряжения, как это делается в случае применения электронных ламп, а токи в цепях транзистора. Но при рассмотрении принципа работы конкретных устройств иногда выгодно рассматривать транзисторный каскад как усилитель напряжения.

Наиболее подходящей схемой включения транзистора в переключающем устройстве является схема с общим эмиттером, приведенная на рис. 1,*а*. Эта схема дает значительное усиление по току и одновременно обеспечивает изменение фазы напряжения на 180° без применения трансформатора.

На рис. 1,*б* приведены коллекторные характеристики транзистора П13, включенного по схеме рис. 1,*а*. Как видно из характеристик, чтобы в транзисторе при заданной величине коллекторного сопротивления установился максимальный коллекторный ток $I_к \approx \frac{U}{R_к}$ (называемый

током насыщения транзистора), необходимо ток базы увеличить до величины $I_б \geqslant \frac{I_к}{\beta}$, где β — коэффициент усиления транзистора[1]. В этом случае транзистор будет находиться в открытом состоянии. В открытом транзисторе падение напряжения $U_п$ между коллектором и эмиттером составляет 0,1 — 0,5 *в*, а сопротивление постоянному току 1 — 25 *ом.*

При подаче на базу напряжения обратной полярности (положительного по отношению к эмиттеру) переход

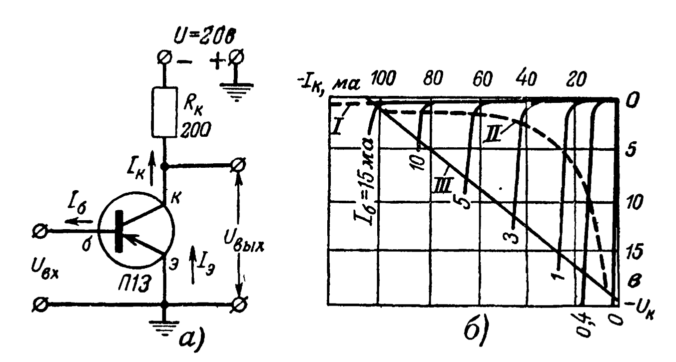


Рис. 1. Схема включения транзистора с общим эмиттером (*а*) и статические коллекторные характеристики транзистора П13 (*б*).

I — линия насыщения; *II* — допустимая мощность рассеяния; *III* — линия нагрузки при $R_к = 200$ *ом*, $U = 20$ *в*.

база—эмиттер закрывается и ток коллектора уменьшается до величины порядка 10—100 *мка*. Ток коллектора при напряжении на базе, равном нулю или несколько большем нуля, называется неуправляемым током коллек-

---

[1] Коэффициент $\beta = \frac{I_к}{I_б}$, измеренный при $U = 0,5$ *в*, $R_к = 0$ и заданном значении $I_к$, будем называть средним коэффициентом усиления транзистора по току для схемы с общим эмиттером. Величина среднего коэффициента усиления при токе эмиттера $I_э = 1$ *ма* почти совпадает с величиной дифференциального коэффициента усиления $\beta_н = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}$ при $U_к = \text{const}$, указываемой в паспорте транзистора. Этот коэффициент усиления будем называть номинальным.

тора и обозначается $I_{к0}$, а самосостояние транзистора — закрытым. В этом случае ток $I_{к0}$ протекает через переход коллектор — база.

Сопротивление закрытого транзистора постоянному току изменяется в пределах от нескольких сотен килоом до нескольких мегом.

Таким образом, работа плоскостных транзисторов в переключающих схемах оказывается подобной работе обычных электромеханических реле. Преимущество переключающих схем на транзисторах заключается в значительно большей скорости срабатывания и в отсутствии

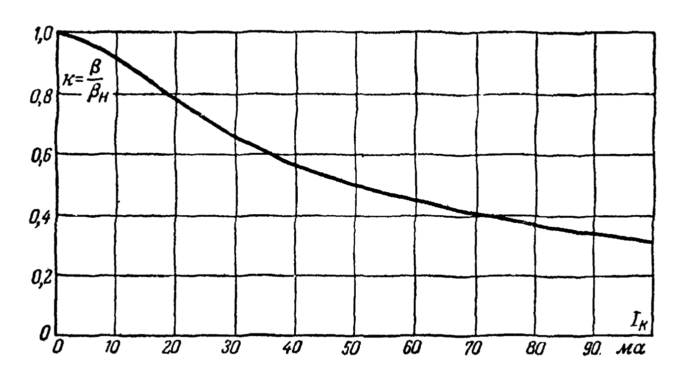


Рис. 2. Относительная зависимость $\beta/\beta_н$ от $I_к$ для транзисторов типов П13—П16.

переходных механических контактов. Так, маломощный транзистор типа П13 в схеме рис. 1,*а* может совершенно свободно коммутировать ток порядка 100 *ма* в сотни раз быстрее электромеханических реле.

С увеличением тока коллектора усиление транзистора по току β падает (рис. 2). При $I_к = 100$ *ма* величина β для транзистора типа П13 составляет лишь 5—8. Однако следует иметь в виду, что коэффициент усиления по мощности, т. е. отношение мощности, выделяемой в коллекторной нагрузке ($R_к$), к мощности, подводимой к входу транзистора,

$$K_м = \frac{R_к I_к^2}{U_{вх} I_б} \qquad (1)$$

остается достаточно большим. Например, для приведенного случая при $U = 20$ *в*, $I_к = 100$ *ма*, $R_к = 200$ *ом* $K_м \approx 300$.

Рассмотрим случаи, когда база транзистора оборвана или соединена с эмиттером. Для этого представим транзистор в виде эквивалентной схемы (рис. 3,*а*), отражающей вентильные свойства эмиттерного и коллекторного переходов.

Диод $Д_1$ в цепи коллектора отражает одностороннюю проводимость коллекторного перехода, а $Д_2$ — то же

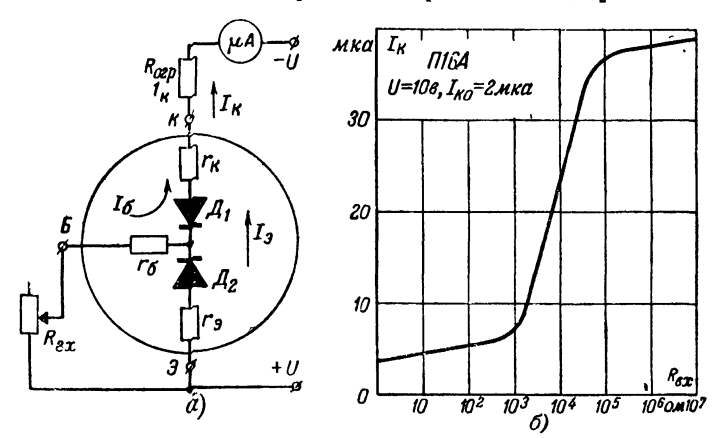


Рис. 3. Эквивалентная схема транзистора, работающего в переключающих устройствах (*а*), и график зависимости тока коллектора $I_к$ от величины сопротивления $R_{вх}$ (*б*).

эмиттерного перехода. Сопротивление $r_б$ обусловлено объемным сопротивлением кристалла германия или кремния от эмиттерного и коллекторного переходов до вывода базы. Сопротивления $r_к$ и $r_э$ соответствуют нелинейному сопротивлению коллекторного и эмиттерного переходов.

Допустим, что цепь базы транзистора разорвана. Тогда от источника напряжения U через диод $Д_1$ будет протекать обратный ток коллекторного *p-n*-перехода (ток $I_{к0}$), который проходя через диод $Д_2$, т. е. через эмиттерный переход, вызывает приоткрывание транзистора, что увеличивает ток коллектора. Этот ток в свою очередь увеличиваст открывание транзистора, и в ре-

зультате по коллектору и эмиттеру будет проходить ток

$$I_к = I_{к0}(\beta + 1). \qquad (2)$$

Из уравнения (2) следует, что обрыв в цепи базы при значительном токе $I_{к0}$ и малом сопротивлении нагрузки (менее 1 *ком*) недопустим, так как в этом случае возможен выход из строя транзистора, особенно при положительных температурах окружающей среды.

Если теперь замкнуть накоротко выводы базы и эмиттера, то ток $I_{к0}$ перераспределится между сопротивлениями $r_б$ и $r_э$. Так как сопротивление $r_э$ является нелинейным, то к диоду $Д_2$ будет приложено меньшее напряжение, чем в предыдущем случае, так как сопротивление $r_э$ при малых напряжениях имеет бо́льшую величину по сравнению с сопротивлением $r_б$. Благодаря такому соотношению сопротивлений через эмиттерный переход будет протекать незначительная часть тока $I_{к0}$ и приоткрывание транзистора почти не будет иметь места.

Ток коллектора при закороченных выводах базы и эмиттера принято называть начальным током ($I_{к.н}$). Этот ток в основном характеризует величину объемного сопротивления базы ($r_б$). Для транзисторов, применяемых в переключающих устройствах, работающих без запирающего напряжения, желательно, чтобы ток $I_{к.н}$ не превышал двукратной величины тока $I_{к0}$.

Таким образом, транзистор можно закрывать не только запирающим напряжением, но также и путем замыкания базы с эмиттером. Такой способ управления транзистором достаточно надежен и широко используется в переключающих устройствах.

Однако в реальных схемах выводы базы и эмиттера соединяют не накоротко, а через „входное" сопротивление ($R_{вх}$), которое имеет конечную величину. Это может вызвать нежелательное приоткрывание транзистора.

Для оценки допустимой величины $R_{вх}$ на рис. 3,*б* представлена экспериментально снятая зависимость тока коллектора от сопротивления $R_{вх}$, из которой следует, что увеличение $I_к$ с увеличением $R_{вх}$ происходит по нелинейному закону. Из графика следует также, что $R_{вх}$ нежелательно увеличивать сверх 1 *ком*.

Типичным примером управления по описанному способу является открывание транзистора однополярными импульсами, подводимыми к базе с выходной обмотки импульсного трансформатора.

Работа переключающих схем на плоскостных транзисторах, как правило, происходит при больших управляющих сигналах, амплитуда которых достаточна для полного открывания транзистора. В этом случае поведение транзистора отличается от работы в обычных усилительных схемах низкой частоты. Так, при большом токе входного импульса в схеме рис. 1,*а* транзистор может оставаться в насыщенном, т. е. открытом, состоянии в течение некоторого времени, даже после выключения входного тока. Это обусловливается тем, что при полном открывании транзистора в его базе появляется избыточная концентрация неосновных носителей заряда [1], а так как при этом потенциал коллектора (по отношению к эмиттеру) мал, то после выключения входного тока неосновные носители продолжают в течение некоторого времени рекомбинировать и тем самым как бы удлиняют время действия входного импульса. По этим причинам время выключения транзистора в 2—3 раза больше, чем время включения.

Это свойство иногда может оказаться полезным. Так, например, импульсы длительностью 10—20 *мксек* с помощью транзистора можно удлинить до 30—50 *мксек*.

Кстати сказать, свойством накапливать неосновные носители обладают также и полупроводниковые диоды, главным образом плоскостные. Благодаря этому свойству их можно использовать в качестве накопителей электрической энергии, например так же как и обычные конденсаторы. Различие состоит лишь в том, что в диодах накопление энергии происходит, если к диоду приложено напряжение в проводящем направлении, тогда как конденсатор способен заряжаться при любой полярности прикладываемого напряжения.

---

[1] Характерные для каждого слоя полупроводника носители электрического заряда, определяемые видом содержащейся в нем примеси, называются основными, тогда как носители противоположного типа, вводимые извне, называются неосновными. Например, у транзисторов с переходом типа *p-n-p* для базы основными носителями заряда являются электроны, а неосновными — дырки, приходящие из эмиттера.

Это отличие диодов от конденсаторов является весьма важным, и оно может быть использовано в переключающих устройствах.

В заключение рассмотрим одно из часто встречающихся применений схемы с общим эмиттером в устройствах автоматики в качестве логического элемента «НЕ» («НЕТ»), где он, по существу, выполняет роль логической операции отрицания.

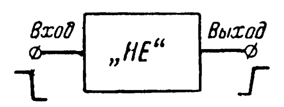


Рис. 4. Условное обозначение логического элемента „НЕ“.

Если на вход такого элемента сигнал не подается, то на выходе его сигнал есть. Если же есть сигнал на входе, то на выходе он отсутствует (т. е., если на вход подан отрицательный сигнал, то на выходе он станет «НЕ» отрицательным, и наоборот). Эту схему часто называют инвертором, так как она переворачивает фазу входного сигнала на 180°. Условное обозначение схемы инвертора приведено на рис. 4.

2. Триггер с двумя устойчивыми состояниями

Рассмотренная выше схема, по существу, является однополюсным выключателем. Если выход этой схемы (рис. 1,*а*) соединить со входом второй аналогичной схемы, а выход второй схемы — со входом первой, то получим переключатель с двумя устойчивыми состояниями — триггер (рис. 5).

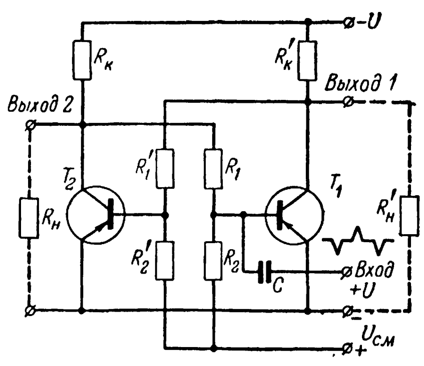


Рис. 5. Схема триггера с батареей смещения.

В такой схеме, как и в аналогичной ламповой схеме, всегда один транзистор открыт, а другой закрыт. Например, если левый транзистор T_2 открыт, то с делителя напряжения R_1, R_2, включенного между коллектором транзистора T_2 и источником положительного смещения, на базу транзистора T_1 подается положительный потенциал, который закрывает этот транзистор. Напряжение с коллектора транзистора T_1, почти равное отрицательному напряжению источника питания, поступает через делитель напряжения R_1', R_2' на базу транзистора T_2 и тем самым надежно его открывает. Схема, таким образом, находится в одном из устойчивых состояний.

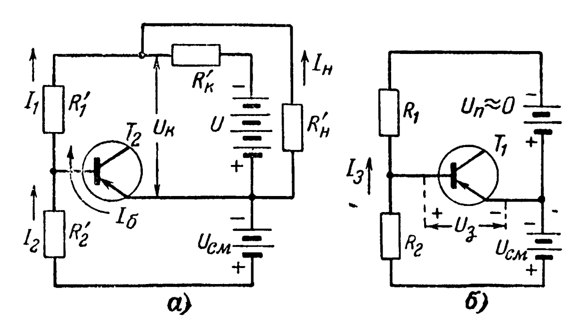


Рис. 6. Эквивалентные схемы для открытого (*а*) и закрытого (*б*) транзисторов триггера.

Для переключения схемы в другое устойчивое состояние необходимо приложить к базе закрытого транзистора короткий отрицательный импульс или к базе открытого транзистора — положительный импульс.

При расчете триггерных схем обычно бывает заданным выходное напряжение, отдаваемое триггером во внешнюю нагрузку, или напряжение источника, питающего триггер. Методика расчета триггера в обоих случаях остается в основном одной и той же, за исключением последовательности расчета. Поэтому сначала рассмотрим условия выбора величин элементов триггера, а затем на примере покажем порядок расчета триггера для первого и второго случаев.

Эквивалентные схемы для открытого и закрытого транзисторов схемы на рис. 5 показаны на рис. 6,*а* и 6,*б* соответственно. На этих схемах приняты обозначения:

U — напряжение источника питания;

$U_к$ — напряжение на коллекторе закрытого транзистора ио отношению к эмиттеру (выходное напряжение);

$U_п$ — падение напряжения между коллектором и эмиттером открытого транзистора (это напряжение при полностью открытом транзисторе почти равно нулю);

$U_{см}$ — напряжение источника смещения;

$U_з$ — напряжение между базой и эмиттером закрытого транзистора;

$I_б$ — ток базы открытого транзистора;

$I_н$ — ток в нагрузке, подключенной к коллектору закрытого транзистора;

I_1, I_2 и I_3 — токи в соответствующих сопротивлениях делителей напряжения.

Чтобы произвести расчет триггера, работающего на плоскостных транзисторах, необходимо выбрать величину тока коллектора $I_к$ открытого транзистора. При этом исходят из следующих соображений.

Во-первых, чтобы не увеличивать значительно напряжение источника питания при наличии нагрузки по постоянному току $R_н$ на выходе триггера, а также исходя из условия минимума потребления энергии от источника питания, ток $I_к$ должен быть больше или равен величине, определяемой уравнением:

$$I_к \geqslant \frac{2{,}41\beta\,[I_н R_2 (U_к - U_з) + U_к U_з]}{R_2\,[\beta\,(U_к - U_з) - 2{,}41 U_к]}, \qquad (3)$$

где $U_к$ — напряжение на коллекторе закрытого транзистора или на внешней нагрузке $R_н$, равное $I_н R_н$;

$I_н$ — ток во внешней нагрузке.

Средний коэффициент усиления β определяется по коллекторным характеристикам транзистора или при отсутствии таковых берется из паспорта транзистора. Так как в паспорте транзистора обычно указан номинальный коэффициент усиления по току $\alpha_н$ (или h_{21}) для схемы с общей базой, то величину β при заданном значении коллекторного тока можно определить из графика

на рис. 2. Для этого необходимо предварительно найти номинальный коэффициент усиления $\beta_н$ для схемы с общим эмиттером по формуле

$$\beta_н = \frac{\alpha_н}{1 - \alpha_н} = \frac{h_{21}}{1 - h_{21}} . \qquad (4)$$

Во-вторых, при изменении окружающей температуры у транзисторов значительно изменяется ток $I_{к0}$. Это заставляет выбирать достаточно низкоомную коллекторную нагрузку ($R_к$), чтобы падение напряжения на ней, обусловленное током $I_{к0}$, во всем диапазоне температурных изменений было мало по сравнению с перепадом напряжения при переходе транзистора от закрытого состояния к открытому, иначе говоря, выбирать рабочий ток коллектора $I_к$ значительно превышающим величину тока $I_{к0}$, т. е.

$$I_к \geqslant (10 \div 20)\, I'_{к0}, \qquad (5)$$

где $I'_{к0}$ — неуправляемый ток коллектора при наивысшей расчетной температуре.

Ток $I_{к0}$ у плоскостных транзисторов возрастает примерно вдвое при повышении температуры на каждые 10° С. Следовательно, ток $I'_{к0}$ может быть определен по формуле

$$I'_{к0} = I_{к0} 2^{\frac{t'-t}{10}}, \qquad (6)$$

где $I_{к0}$ — неуправляемый ток коллектора при температуре $t = 20°$ С, при которой обычно производятся измерения всех параметров транзистора, приводимых в паспорте;

t' — наивысшая расчетная температура.

В-третьих, у плоскостных транзисторов в момент их переключения из открытого состояния в закрытое устанавливается повышенный неуправляемый ток, который принято называть током импульсной утечки ($I_{к. и}$). Этот ток в закрытом транзисторе с течением времени уменьшается и достигает значения, равного $I_{к0}$. Поэтому импульсная утечка проявляется в триггерах при вклю-

чении питания или при переходе одного из транзисторов, находившегося длительное время в открытом состоянии, в закрытое и главным образом при питании триггера от источника с повышенным напряжением.

Значительный ток утечки, возникающий в момент переключения триггера, понижает напряжение на коллекторе закрываемого транзистора и тем самым не позволяет другому транзистору перейти в открытое состояние. Триггер как бы «засыпает», т. е. теряет способность управляться. Чтобы предотвратить это явление, минимальный ток коллектора при любой рабочей температуре должен соответствовать условию

$$I_{к.мин} \geqslant \gamma U_к, \tag{7}$$

где γ — коэффициент надежности. Для транзисторов П13—П15 коэффициент γ должен составлять не менее 0,4 — 0,5 *ма/в*.

В настоящее время заводами-изготовителями разбраковываются по импульсной утечке только транзисторы типа П16, которые предназначены для работы в импульсных схемах.

Все три рассмотренных условия определяли минимально допустимую величину тока $I_к$. Однако ток коллектора не должен превышать и некоторой максимально допустимой величины

$$I_к \leqslant I_{к.п}, \tag{8}$$

где $I_{к.п}$ — допустимый ток коллектора в режиме переключения, значение которого указывается в паспорте транзистора.

Напряжение на коллекторе закрытого транзистора должно быть не более допустимого напряжения $U_{к.д}$ для выбранного типа транзистора, т. е.

$$U_к \leqslant U_{к.д}. \tag{9}$$

Величину запирающего напряжения $U_з$ следует выбирать как можно большей, так как при этом будет обеспечиваться надежная работа триггера даже при значительном изменении коэффициента усиления транзисторов в сторону уменьшения (например, при отрицательных температурах). Однако с увеличением запирающего

напряжения возрастает мощность, потребляемая делителями напряжения триггера (R_1 R_2). Наиболее приемлемая величина $U_з$, удовлетворяющая обоим условиям, составляет:

$$U_з \leqslant (0,2 \div 0,3)\, U_к. \tag{10}$$

Сопротивление R_2 следует выбирать таким, чтобы токи $I_{к0}$ и $I_{к\,н}$, проходя через R_2 и закрытый транзистор, не вызывали заметного изменения запирающего напряжения, т. е.

$$R_2 \approx \frac{0,2\,(U_к + U_з)}{I'_{к0}}. \tag{11}$$

Найденную по формуле (11) величину сопротивления следует округлить до ближайшего большего стандартного значения.

Величины напряжений источников питания и остальных сопротивлений триггера определяются по следующим формулам.

Напряжение смещения

$$U_{см} = \frac{U_з\,(R_2 I_к + U_к \beta)}{(U_к - U_з)\,\beta}. \tag{12}$$

Сопротивление связи

$$R_1 = \frac{U_к R_2 \beta}{I_к R_2 + U_{см} \beta} \quad \text{или} \quad R_1 = \frac{U R_2 \beta}{I_к R_2 + U_{см} \beta} - R_к. \tag{13}$$

Сопротивление коллекторной нагрузки

$$R_к = \frac{R_1 R_н}{2,41\,(R_1 + R_н)}. \tag{14}$$

Напряжение источника питания

$$U = U_к + R_к \left(\frac{I_к}{\beta} + I_н\right). \tag{15}$$

В случае применения автоматического смещения (рис. 7,*а*) величина $R_э$ определяется по формуле

$$R_э = \frac{U_{см}}{I_к \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + I_н}. \tag{16}$$

Напряжение источника питания в этом случае следует повысить на величину падения напряжения на сопротивлении автоматического смещения

$$U' = U_{см} + U. \qquad (17)$$

Чтобы определить минимально допустимый коэффициент усиления транзистора, найдем максимально допустимое падение напряжения на открытом транзисторе,

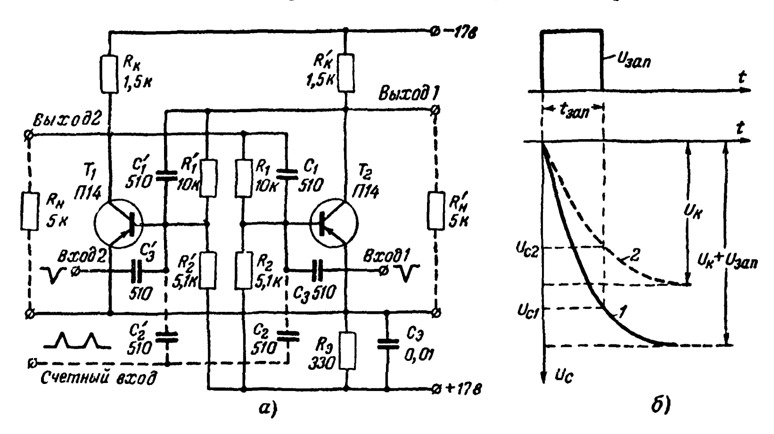


Рис. 7. Схема триггера с автоматическим смещением (*а*) и диаграмма напряжений на ускоряющем конденсаторе C_1 при счетном запуске триггера на базы (*б*).

при котором триггер будет находиться еще в устойчивом состоянии равновесия:

$$U_{п.макс} = \frac{U_{см} R_1}{R_2}. \qquad (18)$$

Тогда минимально допустимый коэффициент усиления транзистора составит:

$$\beta_{мин} \geqslant \frac{I'_к}{(U_к - U_{п.макс})/R_1}, \qquad (19)$$

где $I'_к$ — ток коллектора транзистора, находящегося в новых условиях, т. е. в неполностью открытом состоянии. Этот ток можно определить из следующего уравнения:

$$I'_к = \frac{U - U_{п.макс}}{R_к} - \frac{U_{п.макс}(R_н + R_1)}{R_н R_1}. \qquad (20)$$

В случае, если заданным является напряжение коллекторного источника питания, то следует задаться необходимым выходным напряжением $U_к$, т. е. напряжением на закрытом транзисторе, которое у триггера без внешней нагрузки может составлять 80 — 90% напряжения источника питания. У триггера с внешней нагрузкой такое высокое выходное напряжение обеспечить трудно, так как при этом заметно возрастает мощность, потребляемая триггером, а самое главное резко возра-

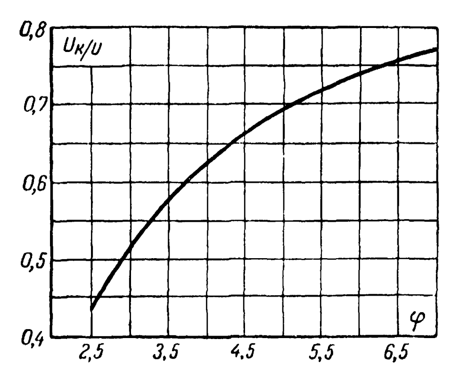


Рис. 8. Зависимость коэффициента φ от отношения $U_к/U$.

стает ток коллектора открытого транзистора. В этом случае выходное напряжение следует выбирать в пределах не более чем

$$U_к = (0,5 \div 0,7)\,U. \qquad (21)$$

Ток $I_к$ находим, с одной стороны, из условия

$$I_к \geqslant \varphi I_н, \qquad (22)$$

где коэффициент φ определяется по графику на рис. 8, и, с другой стороны, $I_к$ выбираем с учетом условий (5), (7) и (8).

Сопротивление коллекторной нагрузки составит:

$$R_к = \frac{U}{I_к}. \qquad (23)$$

Для того чтобы определить величину сопротивления R_1, необходимо предварительно найти ориентировочную величину $U_{см}$ по формуле

$$U_{см} \approx \frac{U_з U_к}{U_к - U_з}. \qquad (24)$$

Поскольку при данном расчете некоторые величины выбирались ориентировочно, точное значение амплитуды выходных импульсов определяют по формуле

$$U_к = R_к \left[I_к - \left(I_н + \frac{U}{R_1 + R_к} \right) \right]. \qquad (25)$$

Фактическую величину запирающего напряжения находим из соотношения:

$$U_з = \frac{U_{см} R_1}{R_1 + R_2}, \qquad (26)$$

Максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером открытого транзистора, при котором второй транзистор еще остается закрытым, и минимально допустимый коэффициент усиления транзисторов, при котором триггер надежно работает, составят:

$$U_{п.макс} = \frac{U_{см} R_1}{R_2}; \qquad (27)$$

$$\beta_{мин} = \frac{I'_к R_1 (R_1 + R_к)}{U R_1 - U_{п.макс} (R_1 + R_к)}, \qquad (28)$$

где ток $I'_к$ определяется уравнением (20).

Перейдем к рассмотрению числовых примеров расчета триггеров для случая, когда задано напряжение, получаемое с триггера на внешней нагрузке, и для случая, когда заданным является напряжение источника питания.

Пример 1. Требуется рассчитать триггер на транзисторах П14, схема которого приведена на рис. 7, *а*. Задано: предельная температура окружающей среды $t' = 60°$ С, $R_н = 5$ *ком*, $I_н = 2$ *ма*, $U_к = 10$ *в* (напряжение на внешней нагрузке).

1. Из паспорта транзистора находим: $h_{21} = 0{,}95$, $I_{к0} = 15$ *мка* при $U_к = 5$ *в* и $t = 20°$ С. Считая, что ток $I_{к0}$ изменяется почти пропорционально напряжению (см. § 30), найдем, что при $U_к = 10$ *в*

$I_{к0}$ составит 30 *мка*. Предельно допустимая величина коллекторного напряжения $U_{к.д}$ при непрерывной работе равна 10 *в*, $I_{к.п} = 50$ *ма*.

2. Из уравнения (10) определяем запирающее напряжение

$$U_з = 0{,}2 \cdot 10 = 2 \text{ в}.$$

3. Из уравнения (6) находим:

$$I'_{к0} = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 2^{\frac{60-20}{10}} \approx 0{,}5 \text{ ма}.$$

4. По формуле (11) находим:

$$R_2 = \frac{0{,}2(10+2)}{0{,}5} = 4{,}8 \text{ ком}.$$

Выбираем ближайшее стандартное номинальное значение $R_2 = 5{,}1$ *ком*.

5. Находим по формуле (4) номинальный коэффициент усиления $\beta_н$

$$\beta_н = \frac{0{,}95}{1-0{,}95} = 19.$$

6. Из уравнений (3) и (5) определяем приближенное значение тока $I_к$, который должен быть равен, с одной стороны,

$$I_к \geqslant \frac{2{,}41 \cdot 19\,[2 \cdot 5{,}1\,(10-2) + 10 \cdot 2]}{5{,}1\,[19\,(10-2) - 2{,}41 \cdot 10]} \approx 7{,}15 \text{ ма}$$

и, с другой — $I_к \geqslant 10 \cdot 0{,}5 = 5$ *ма*. Принимаем $I_к = 7{,}15$ *ма* и проверяем, выполняются ли условия (7) и (8).

7. Зная номинальный коэффициент усиления $\beta_н$ и приближенное значение $I_к$, находим из графика на рис. 2 коэффициент K и определяем средний коэффициент усиления

$$\beta = K\beta_н = 0{,}96 \cdot 19 = 18{,}2.$$

8. По формуле (3) находим точное значение коллекторного тока

$$I_к = 7{,}2 \text{ ма}.$$

9. По формуле (12) определяем напряжение источника смещения

$$U_{см} = \frac{2\,(5{,}1 \cdot 7{,}2 + 10 \cdot 18{,}2)}{(10-2)\,18{,}2} = 3 \text{ в}.$$

10. По формулам (13) и (14) находим величины сопротивлений

$$R_1 \leqslant \frac{10 \cdot 5{,}1 \cdot 18{,}2}{7{,}2 \cdot 5{,}1 + 3 \cdot 18{,}2} \approx 10 \text{ ком},$$

$$R_к = \frac{10 \cdot 5}{2{,}41\,(10+5)} \approx 1{,}5 \text{ ком}.$$

11. Определяем по формуле (15) напряжение источника коллекторного питания

$$U = 10 + 1{,}5\left(\frac{7{,}2}{18{,}2}\right) + 2 \approx 13 \text{ в}.$$

12. В случае применения автоматического смещения сопротивление $R_э$ определяем по формуле (16)

$$R_э = \frac{3}{7{,}2(1 + 1/18{,}2) + 2} \approx 330 \text{ ом}.$$

13. Напряжение источника питания составит:

$$U' = 13 + 3 \approx 16 \text{ в}.$$

14. На основании формул (18), (20) и (19) находим минимально допустимый коэффициент усиления транзисторов:

$$U_{\text{п.макс}} = \frac{3 \cdot 10}{5{,}1} = 5{,}9 \text{ в};$$

$$I'_{\text{к}} = \frac{13 - 5{,}9}{1{,}5} - \frac{5{,}9(5 + 10)}{5 \cdot 10} = 3{,}4 \text{ ма};$$

$$\beta_{\text{мин}} \geqslant \frac{3{,}4 \cdot 10}{10 - 5{,}9} = 8{,}3.$$

В случае несимметричной схемы ($R_{\text{н}} \neq R'_{\text{н}}$), а также при разных коэффициентах усиления транзисторов каждое плечо схемы рассчитывается отдельно.

Схема с автоматическим смещением, изображенная на рис. 7, *а* и рассчитанная по приведенным выше формулам, надежно работает от импульсов отрицательной полярности с амплитудой 18 *в* и от импульсов положительной полярности с амплитудой 15 *в*. Запуск раздельный по входам *1* и *2* (через конденсаторы емкостью 510 *пф*), длительность запускающих импульсов 0,1 *мксек*.

При включении параллельно сопротивлениям R_1, R'_1 конденсаторов C_1, C'_1 емкостью 510 *пф*, ускоряющих удаление неосновных носителей, накапливающихся на базах открытых транзисторов, амплитуда отрицательных запускающих импульсов может быть уменьшена до 8 *в* и положительных до 5 *в*.

Пример 2. Необходимо рассчитать триггер, схема которого приведена на рис. 7, *а* на транзисторах П14. Задано: предельная температура окружающей среды 60° С, ток внешней нагрузки $I_{\text{н}} = 2$ *ма*, напряжение источника питания $U = 12$ *в*, напряжение на выходе триггера должно быть не менее $0{,}5U$.

1. Из паспорта транзистора находим $h_{21} = 0{,}95$, ток $I_{\text{к}0} = 15$ *мка* при $U_{\text{к}} = 5$ *в* и $t = 20°$ С, $U_{\text{к.д}} = 10$ *в* и $I_{\text{к.п}} = 50$ *ма*.

2. По формуле (21) находим:

$$U_{\text{к}} = 0{,}5 \cdot 12 = 6 \text{ в}.$$

3. По формуле (6) определяем ток $I'_{к0}$, учитывая зависимость тока $I_{к0}$ от напряжения коллектор—эмиттер (см. § 30):

$$I'_{к0} = 15 \cdot \frac{6}{5} \cdot 10^{-3} \cdot 2^{\frac{60-20}{10}} \approx 0,3 \; ма.$$

4. Из графика на рис. 8 находим по отношению $U_к/U$ коэффициент φ:

$$\varphi = 2,8$$

и по формулам (5) и (22) определяем, с одной стороны, $I_к \geqslant 10 \times \times 0,3 = 3$ *ма* и, с другой — $I_к \geqslant 2,8 \cdot 2 = 5,6$ *ма*. Принимаем $I_к = = 5,6$ *ма* и проверяем, выполняются ли условия (7) и (8):

$$0,5 \cdot 6 < 5,6 < 50.$$

5. По формуле (10) находим:

$$U_з = 0,2 \cdot 6 = 1,2 \; в.$$

6. Определяем по формуле (11) величину сопротивления R_2:

$$R_2 = \frac{0,2(6 + 1,2)}{0,3} = 4,8 \; ком.$$

Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 5,1$ *ком.*

7 По формуле (24) находим:

$$U_{см} = \frac{1,2 \cdot 6}{6 - 1,2} = 1,5 \; в.$$

8. Находим из уравнения (4) номинальный коэффициент усиления транзистора

$$\beta_н = \frac{0,95}{1 - 0,95} = 19.$$

По графику на рис. 2 находим β при $I_к = 5,6$ *ма*:

$$\beta = \beta_н \cdot K = 19 \cdot 0,98 = 18,6.$$

9. Определяем по формулам (23) и (13) величины сопротивлений

$$R_к = \frac{12}{5,6} \approx 2,2 \; ком;$$

$$R_1 \leqslant \frac{12 \cdot 5,1 \cdot 18,6}{5,6 \cdot 5,1 + 1,5 \cdot 18,6} - 2,2 \approx 18 \; ком.$$

10. По уравнению (25) проверяем выполнимость требований, предъявляемых к амплитуде выходных импульсов:

$$U_к = 2,2\left[5,6 - \left(2 + \frac{12}{18 + 2,2}\right)\right] = 6,6 \; в;$$

$$6,6 > 0,5U = 6 \; в.$$

11. Фактическую величину запирающего напряжения определяем по формуле (26)

$$U_з = \frac{1,5 \cdot 18}{18 + 5,1} \approx 1,3\ в.$$

12. По формулам (18), (20) и (28) находим минимально допустимый коэффициент усиления транзисторов:

$$U_{п.макс} = \frac{1,5 \cdot 18}{5,1} = 5,3\ в;$$

$$I'_к = \frac{12 - 5,3}{2,2} - \frac{5,3\left(\frac{6,6}{2} + 18\right)}{\frac{6,6}{2} \cdot 18} \approx 1\ ма;$$

$$\beta_{мин} = \frac{1 \cdot 18(18 + 2,2)}{12 \cdot 18 - 5,3(18 + 2,2)} = 3,4.$$

Приведенные выше примеры показывают, что триггеры, рассчитанные по данной методике, не критичны к величине коэффициента усиления транзисторов (β). Однако необходимо отметить, что при отклонении β от расчетного значения чувствительность триггера изменяется. При увеличении β чувствительность триггера уменьшается, так как происходит более сильное насыщение транзистора, находящегося в открытом состоянии. При уменьшении β чувствительность триггера увеличивается, т. е. для его переключения требуется меньшая амплитуда запускающих импульсов. При значении $\beta = \beta_{мин}$ триггер теряет способность переключаться. Практически это наступает значительно раньше, примерно при (1,5—2) $\beta_{мин}$, так как чувствительность триггера становится такой, что он начинает срабатывать от весьма незначительных импульсов помех.

3. Схема триггера с нелинейной обратной связью

В тех схемах, в которых изменение чувствительности триггера к запускающим импульсам, например при изменении окружающей температуры или изменении напряжения источника питания, является недопустимым и в то же время требуется большая скорость переключения, необходимо избегать работы транзисторов в области насыщения коллекторного тока.

Ненасыщенный режим триггера можно осуществить как за счет включения в схему диодов, фиксирующих напряжения на коллекторах транзисторов, так и за счет введения так называемой нелинейной обратной связи.

Схема триггера с нелинейной обратной связью приведена на рис. 9. В ней нелинейная обратная связь осуществляется с помощью диодов $Д_2$, $Д_3$ и сопротивлений $R_{д2}$, $R_{д}'_2$. Неполное открывание транзисторов осуществляется следующим образом. Допустим, что транзистор

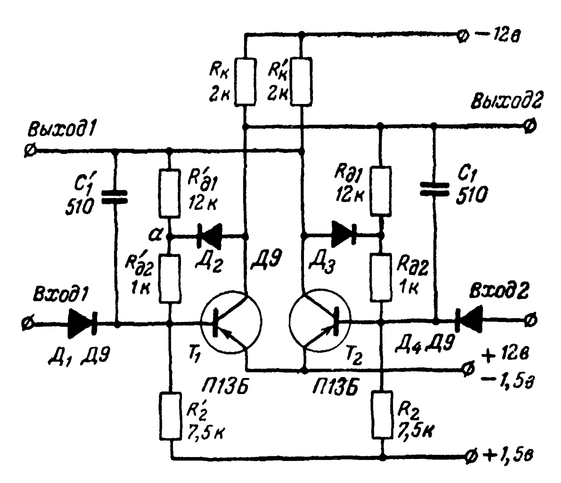


Рис. 9. Триггер с нелинейной обратной связью.

T_1 стремится перейти в открытое состояние. Как только напряжение между его коллектором и эмиттером становится меньше напряжения в точке *a* по отношению к эмиттеру, диод $Д_2$ открывается и ток базы автоматически уменьшается до такой величины, при которой устанавливается равенство между потенциалами на коллекторе открытого транзистора и точки *a* (по отношению к эмиттеру).

Поскольку в этой схеме открытый транзистор находится под напряжением, хотя и небольшим, схема почти не чувствительна к импульсной утечке.

Расчет подобного триггера можно произвести по тем же формулам, что и для обычного триггера, полагая, что

$$R_{д1} + R_{д2} = R_1. \qquad (29)$$

Сопротивление $R_{д2}$ определяется следующим соотношением:

$$R_{д2} \approx \frac{R_1 U_п}{U_к}, \tag{30}$$

где R_1 — сопротивление, определяемое по формуле (13).

Величину $U_п$ следует выбирать в пределах 0,4—0,6 *в*. Расчет ведется при минимально допустимом коэффициенте усиления применяемых транзисторов.

4. Триггер без источника напряжения смещения

Триггер с двумя устойчивыми состояниями на плоскостных транзисторах может работать и без источника напряжения смещения. В таких триггерах запирание транзисторов происходит за счет нелинейности входной вольт-амперной характеристики транзистора.

Входная вольт-амперная характеристика транзистора (рис. 10,*б*) представляет зависимость тока базы от напряжения, прикладываемого между базой и эмиттером. Из этой характеристики следует, что если на базу транзистора подается незначительное напряжение (порядка 0,2 — 0,3 *в*), то транзистор практически остается закрытым.

Схема триггера без положительного смещения изображена на рис. 10,*а*. Для надежного переключения этой схемы требуется выбрать величины сопротивлений $R_1 = R_1'$ такими, чтобы через базу открытого транзистора протекал ток, равный $I_к/\beta$. В этом случае напряжение на коллекторе открытого транзистора, например T_1, а также на базе другого (T_2) будет невелико. Ток базы T_2 при этом будет почти отсутствовать, а сам транзистор будет находиться в закрытом состоянии.

Поскольку на базу закрытого транзистора не подается запирающее напряжение, то протекание тока $I_{к0}$ по эмиттеру вызывает приоткрывание транзистора и тем самым как бы увеличивает ток утечки транзистора в $\beta_н$ раз. В этом случае уравнение (5) можно записать в следующем виде:

$$I_к \geqslant (5 \div 10)\, I_{к0}' \beta_н. \tag{31}$$

Сопротивление R_1 может быть определено по формуле

$$R_1 \leqslant \frac{R_к R_н}{R_к + R_н} (\beta - 1). \quad (32)$$

При отсутствии внешней нагрузки ($R_н = \infty$)

$$R_1 \leqslant R_к (\beta - 1). \quad (33)$$

Для работы триггера при температурах свыше 40° С рекомендуется включать между базой и эмиттером сопротивление порядка 1—2 *ком*, уменьшающее приоткрывание транзистора током утечки.

В остальном расчет схемы осуществляется аналогично рассмотренному выше.

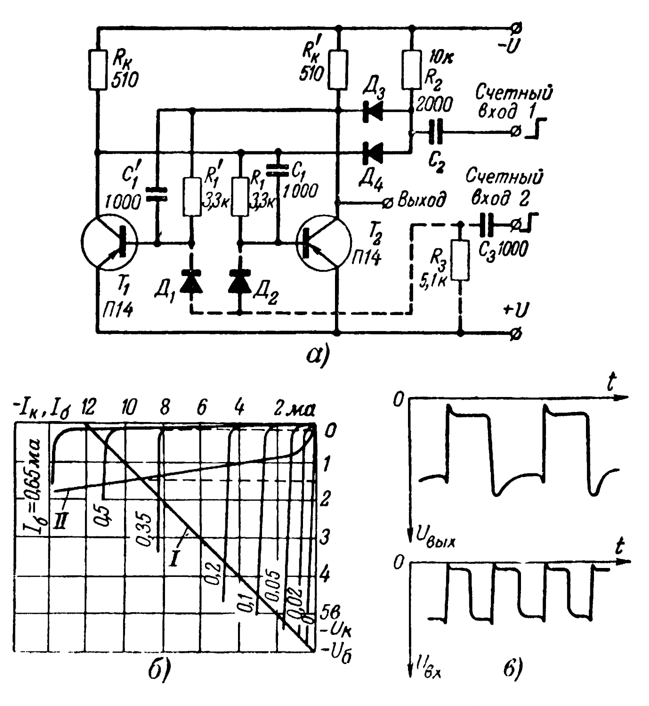


Рис. 10. Схема триггера без смещения (*а*), статические коллекторные характеристики транзистора П14 (*б*) (*I*— линия нагрузки при $R_к = 510$ *ом* и U=6 *в*; *II*—входная вольт-амперная характеристика транзистора) и форма импульсов на входе и выходе триггера (*в*).

Данная схема содержит меньшее количество деталей и источников питания К числу недостатков схемы следует отнести большее потребление энергии от источника питания, в несколько раз меньшую скорость переключения и при наличии конденсаторов C_1, C_1' искажение формы выходных импульсов (рис 10,*в*)

5. Способы запуска триггерных схем

Запуск (переключение) триггера может осуществляться различными способами На рис 5 показана схема для случая, когда запускающие импульсы различной полярности подаются на базу одного из транзисторов При этом переход схемы из одного состояния в другое осуществляется поочередно, соответственно смене полярности поступающих импульсов

Запуск схемы можно осуществлять также от двух независимых источников управляющих импульсов одинаковой полярности, подавая их поочередно на базу каждого транзистора, как показано на рис 7

В некоторых случаях запуск требуется осуществлять от каждого импульса одной и той же полярности, например при использовании триггера в качестве делителя, счетчика импульсов и др В этих случаях управляющие импульсы положительной или отрицательной полярности подаются одновременно через разделительные конденсаторы (на рис 7,*а* показаны пунктиром) на базы или коллекторы обоих транзисторов Форма этих импульсов желательна остроконечная с плавным спадом, длительность их не должна быть меньше времени срабатывания схемы

Запуск через разделительные конденсаторы имеет два существенных недостатка В момент переключения триггера емкость разделительного конденсатора оказывается присоединенной параллельно входу транзистора, в результате чего процесс переключения замедляется Кроме того, через разделительные конденсаторы может происходить обратное воздействие переключающего устройства на источник запускающих импульсов, нарушающее нормальную работу последнего

Эти недостатки отсутствуют при запуске устройства через разделительные точечные германиевые или кремниевые диоды, подключаемые к коллекторам или базам

транзисторов (рис. 10,*а*). В этом случае разделительный конденсатор оказывается подключенным к одному из транзисторов только в начале переключения

Одновременное переключение группы триггеров (например, в исходное состояние) рекомендуется осуществлять при помощи общего дополнительного транзистора T_3 (рис. 11), который в нормальном состоянии полностью открыт. При подаче на его базу положительного импульса транзистор закрывается и разрывает цепь питания одного из транзисторов каждого триггера данной

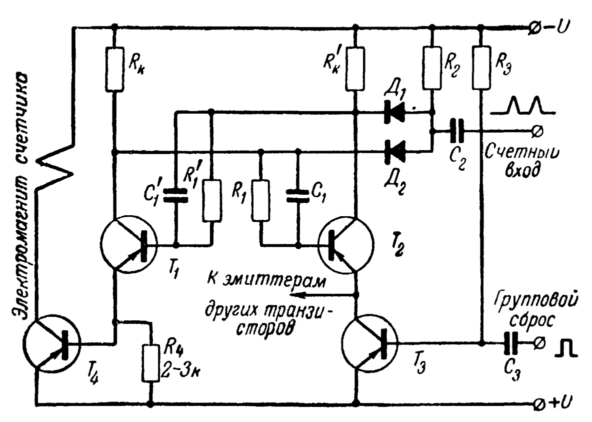


Рис. 11. Схема включения управляющего (T_3) и усиливающего (T_4) транзисторов.

группы. Триггеры переходят в исходное состояние. На этом же рисунке показан наиболее эффективный способ включения усилительного транзистора T_4 (например, для питания электромагнита механического счетчика импульсов), при котором для усиления используется весь ток, протекающий по эмиттеру открытого транзистора триггера.

Если при запуске триггера от импульсов разной полярности, подаваемых на базу одного из транзисторов, или импульсов одинаковой полярности, подаваемых раздельно на каждый транзистор, ускоряющие конденсаторы (C_1 и C'_1 на рис. 7) не являются обязательными, то при одновременной подаче импульсов на оба транзистора наличие этих конденсаторов является обязательным. Роль их в этом случае — «запомнить» преды-

дущее состояние триггера и тем самым осуществить правильное переключение.

Ускоряющие емкости подбираются опытным путем с учетом приближенного условия

$$T \gg C_1 R_1 \gg t_з, \qquad (34)$$

где $t_з$ — длительность запускающего импульса;
T — период повторения импульсов.

Способность ускоряющего конденсатора запоминать предыдущее состояние зависит от величины запирающего напряжения $U_з$, создаваемого источником напряжения смещения $U_{см}$, и от амплитуды запускающих импульсов $U_{зап}$, поступающих на счетный вход (при условии $U_{зап} > U_з$). Чем больше $U_з$ или $U_{зап}$, тем быстрее происходит заряд конденсатора C_1 или C_1' и тем самым меньше запоминающая способность данного состояния триггера, в которое он переключился счетным импульсом, так как ток заряда конденсатора определяется суммой напряжений $U_к + U_з$ (или $U_к + U_{зап}$).

Рассмотрим этот вопрос более подробно. Допустим, что триггер (рис. 7,*а*) находится в одном из устойчивых состояний: транзистор T_1 открыт, а T_2 закрыт. Счетный импульс положительной полярности длительностью $t_{зап}$ (рис. 7,*б*), поступающий на базу T_1 через конденсатор C_2', запирает открытый транзистор T_1. В это время. если амплитуда запускающего импульса будет больше запирающего напряжения (практически обычно так и бывает), то в зависимости от величины превышения амплитуды $U_{зап}$ над напряжением $U_з$ и длительности $t_{зап}$, а также от величины ускоряющих конденсаторов C_1 и C_1' транзистор T_2 может оставаться или в закрытом состоянии как в момент действия запускающего импульса, так и по его окончании или может в момент действия запускающего импульса перейти в открытое состояние, но по окончании этого импульса снова возвратиться в закрытое состояние.

Поэтому надежного переключения триггера в другое устойчивое состояние происходить не будет. Причиной этого является то, что во время действия запускающего импульса и при закрывании транзистора T_1 ускоряющий

конденсатор C_1 будет стремиться зарядиться до напряжения $U_к + U_{зап}$.

Предположим, что величина ускоряющего конденсатора и длительность ($t_{зап}$) запускающего импульса выбраны такими, что напряжение на C_1 во время действия $U_{зап}$ установится равным $U_{c1} > U_к$ (рис. 7,*б*, кривая *1*). Тогда по окончании запускающего импульса к базе транзистора T_2 (по отношению к эмиттеру) будет приложено положительное напряжение величиной $U_{c1} - U_к$, вызывающее закрывание транзистора T_2 и не позволяющее переключиться триггеру в другое устойчивое состояние.

Чтобы по окончании запускающего импульса происходило надежное переключение триггера во вторoе устойчивое состояние, необходимо, чтобы напряжение на конденсаторе C_1 за время действия запускающего импульса устанавливалось бы меньшим величины $U_к$. Тогда по окончании запускающего импульса через конденсатор C_1 и базу T_2 будет продолжать проходить зарядный ток, стремящийся зарядить C_1 до напряжения $U_к$, который и откроет транзистор T_2. Триггер переключится во второе устойчивое состояние.

Таким образом, для надежного переключения триггера во второе устойчивое состояние по окончании запускающего импульса необходимо выбирать величину ускоряющего конденсатора или длительность запускающего импульса такими, при которых ускоряющий конденсатор не успевал бы зарядиться до напряжения $U_к$. Однако же уменьшение $t_{зап}$ ограничивается частотными свойствами транзисторов. В то же время увеличение емкости ускоряющих конденсаторов является нежелательным, так как при этом увеличивается длительность фронтов импульсов (уменьшается их крутизна) и тем самым уменьшается быстродействие триггера.

Чтобы ослабить влияние напряжений $U_з$ или $U_{зап}$ на скорость перезаряда конденсатора, указанные напряжения необходимо уменьшать. Последнее осуществляется путем шунтирования входа транзисторов диодами, которые снижают величины $U_з$ или $U_{зап}$ до минимума, обеспечивая при этом надежное запирание соответствующего транзистора, даже при значительном изменении коэффициента усиления последнего. В этом случае напряжение

на конденсаторе будет устанавливаться по кривой *2* (рис. 7,*б*).

Схема триггера со счетным входом, автоматическим смещением и шунтирующими диодами приведена на рис. 12. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ — запускающие, а $Д_3$ и $Д_4$ — шунтирующие входные сопротивления транзисторов.

Рассмотрим работу схемы. Допустим, что триггер находится в одном из устойчивых состояний: транзистор T_1 открыт, а T_2 закрыт; запускающий диод $Д_1$ открыт, а $Д_2$ закрыт напряжением, снимаемым с коллектора закрытого транзистора T_2 через сопротивление R_4. Положительный входной импульс, поступающий на базу T_1 через диод $Д_1$, запирает открытый транзистор T_1. Если амплитуда запускающего импульса будет больше запирающего напряжения, поступающего на диод $Д_2$, то транзистор T_2 будет оставаться в закрытом состоянии до окончания входного импульса. По окончании последнего, если „память" конденсатора C_1 не изменилась, т. е. не произошел его полный заряд до напряжения, которое должно было бы установиться на коллекторе закрытого транзистора T_1, ток заряда, протекающий по конденсатору C_1, откроет ранее находившийся в закрытом состоянии транзистор T_2 и триггер переключится во второе устойчивое состояние.

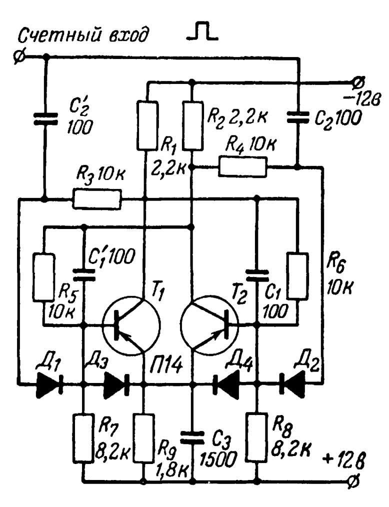


Рис. 12. Схема триггера с диодами, шунтирующими запирающее напряжение.

Поскольку конденсаторы C_2 и C_2' с сопротивлениями R_4 и R_3 соответственно образуют дифференцирующие цепочки, то при наличии шунтирующих диодов $Д_3$ и $Д_4$ входной положительный импульс на базе транзистора T_2 оканчивается раньше, чем на T_1 (происходит более быстрый заряд конденсатора C_2 через открытые диоды $Д_2$ и

$Д_4$) и, таким образом, переключение триггера во второе устойчивое состояние происходит в момент действия запускающего импульса. Благодаря этому емкость конденсаторов C_1 и C_1' может быть несколько уменьшена, а быстродействие триггера соответственно увеличено. Описанная схема со счетным входом при применении транзисторов типа П14—П16 допускает до $(1 \div 1{,}2) \cdot 10^6$ переключений в секунду.

6. Триггер с непосредственной связью

Триггер, схема которого приведена на рис. 13, состоит всего из двух транзисторов и двух сопротивлений. Он работает следующим образом. Предположим, что транзистор T_1 открыт. Тогда напряжение на его коллекторе мало и поэтому неспособно открыть транзистор T_2. На коллекторе этого транзистора устанавливается повышенное напряжение, которое в свою очередь поддерживает открытым транзистор T_1.

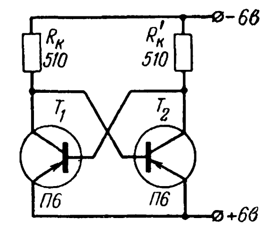


Рис. 13. Схема триггера с непосредственной связью.

Чтобы переключить триггер во второе устойчивое состояние, необходимо понизить напряжение на базе открытого транзистора или, что то же самое, напряжение на коллекторе закрытого транзистора.

Два способа управления триггером показаны на рис. 14. Если транзистор T_1 закрыт, то отрицательный сигнал достаточной величины, поданный на базу транзистора T_4, вызовет уменьшение напряжения как на коллекторе T_4, так и T_1. При этом напряжение на базе транзистора T_2 так же понизится, в результате чего транзистор T_2 закроется, а транзистор T_1 откроется. Для надежного переключения триггера управляющий сигнал должен иметь длительность не менее 10—15 *мксек*. Максимальное число переключений в секунду при использовании транзисторов П14 составляет $(30 \div 50) \cdot 10^3$. Амплитуда управляющего сигнала почти прямо пропорционально зависит от тока в коллекторных цепях и, например, при напряжении источника питания 6 *в* и $R_к = 510$ *ом* составляет 0,7—0,8 *в*.

Транзистор T_5 можно использовать для одновременного управления несколькими триггерами. В этом случае сопротивление $R_{общ}$ является общим для управляемых триггеров. Транзистор T_3 — усилитель напряжения.

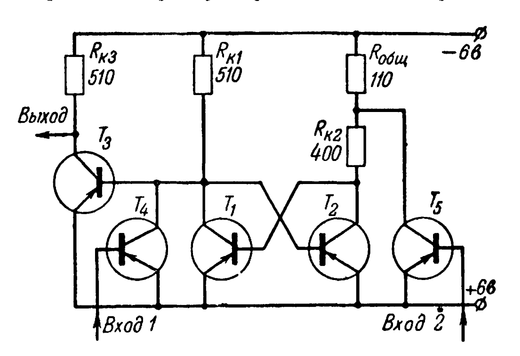


Рис. 14. Схема включения управляющих (T_4 и T_5) и усиливающего (T_3) транзисторов

На рис. 15 приведена схема триггера с непосредственной связью через кремниевые стабилитроны типа Д808—Д813, включенные в направлении обратного пропускания тока. Достоинство схемы состоит в том, что в ней исключается глубокое насыщение транзисторов. В самом деле, напряжение на зажимах стабилитрона,

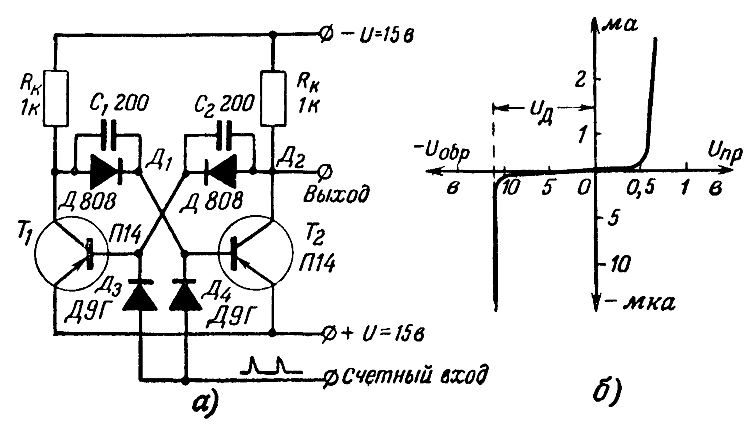


Рис. 15. Схема триггера со связью через кремниевые диоды (а) и вольт-амперная характеристика кремниевого диода (б).

включенного в направлении обратного пропускания, практически (при более или менее значительных токах) не отличается от величины $U_д$. Следовательно, ток базы открытого транзистора не может превышать величины

$$I_б = \frac{U - U_д}{R_к}, \qquad (35)$$

где U — напряжение источника питания;
$U_д$ — напряжение в точке перегиба характеристики стабилитрона в отрицательной области напряжений (рис. 15,*б*).

Выходное напряжение, снимаемое с закрытого транзистора триггера, в этой схеме равно величине $U_д$ и лежит в пределах 8—12 *в*, что вполне достаточно для управления последующими триггерами без применения промежуточных усилителей.

В такой схеме за счет ограничительных свойств стабилитрона исключается нарушение работы триггера при применении транзисторов, у которых в открытом состоянии имеется значительное падение напряжения между выводами эмиттер — коллектор, способное открыть закрытый транзистор. Собственно, это и послужило причиной применения стабилитронов в триггере в качестве элементов связи. В случае управления триггером по счетному входу в схеме должны быть предусмотрены конденсаторы C_1 и C_2.

7. Логические цепочки «И» и «ИЛИ»

В ряде случаев от триггера или других подобных устройств требуется выполнение определенных логических операций. Например, триггер должен срабатывать только тогда, когда на него от других управляющих устройств поступают одновременно два или более сигналов или, наоборот, срабатывать от одного из поступивших сигналов. В первом случае управляющие транзисторы присоединяются к триггеру последовательно (рис. 16,*а*), а во втором — параллельно (рис. 16,*б*).

Последовательное соединение транзисторов образует логическую цепочку «И», т. е. управляющий сигнал на выходе этой цепочки появится только при одновременном

поступлении сигналов на все входы (*и* на вход *1*, *и* на вход *2*, *и* на вход *3*).

При параллельном соединении транзисторов образуется логическая цепочка «ИЛИ», т. е. сигнал на выходе появится при поступлении сигнала *или* на один, *или* на другие входы.

Рассмотренная схема «И» управляется сигналами отрицательной полярности и выдает на выходе сигнал положительного знака. Если же в схеме на рис. 16,*б* каж-

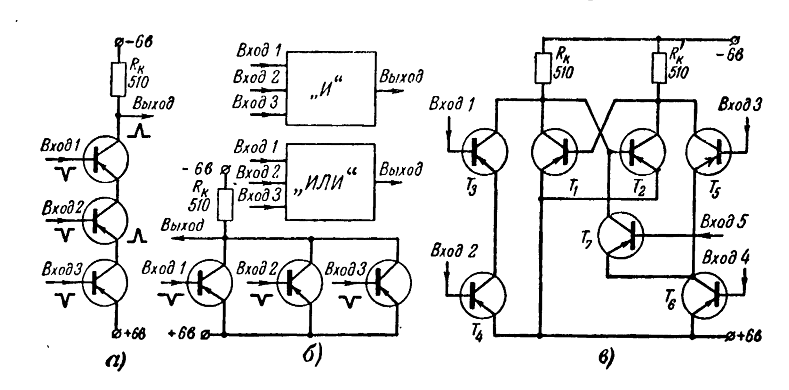


Рис. 16. Схемы логических цепочек „И" (*а*) и „ИЛИ" (*б*) на транзисторах и их комбинированное включение для управления переключением триггера с непосредственной связью (*в*).

дый транзистор перевести в открытое состояние за счет подачи на базы транзисторов отрицательного напряжения, то получим схему «И», управляемую положительными импульсами, в которой выходной сигнал будет иметь отрицательный знак (рис. 17).

Комбинированное соединение управляющих транзисторов позволяет создать любую зависимость переключения устройства от управляющих импульсов. Одна из схем такого управления приведена на рис. 16,*в*. Если в схеме закрыт транзистор T_1, переключение может произойти только при одновременном поступлении управляющих импульсов на базы транзисторов T_3 и T_4 или T_6 и T_7. Если же закрыт транзистор T_2 переключение спускового устройства может произойти только при одновременном поступлении управляющих импульсов на T_5 и T_6.

Схемы «ИЛИ» и «И» можно построить и на диодах. На рис. 18,*а* приведена схема «ИЛИ», собранная на полупроводниковых диодах. При поступлении на какой-либо из входов сигнала положительного знака соответ-

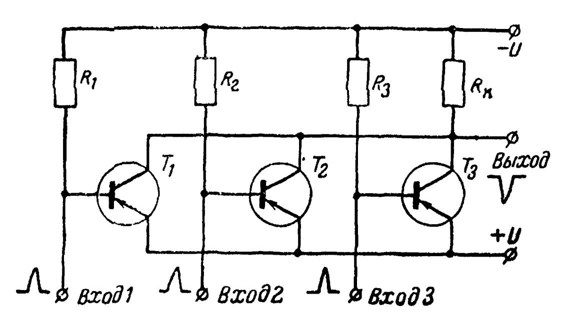


Рис. 17. Схема логической цепочки „И" на транзисторах, управляемой импульсами положительной полярности.

ствующий диод, включенный в проводящем направлении, пропускает этот сигнал и на сопротивлении нагрузки R_1 появляется сигнал положительного знака. Остальные диоды в схеме «ИЛИ» при этом выполняют роль разделительных — они отделяют выходную цепь от других входных цепей.

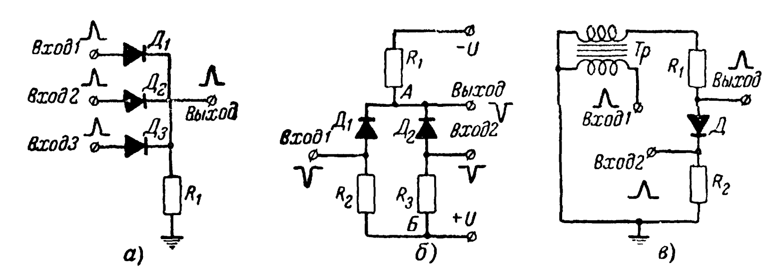


Рис. 18. Схемы логических цепочек на диодах.
а — „ИЛИ"; *б* — „И" на двух диодах; *в* — „И" — на одном диоде.

На рис. 18,*б* приведена схема «И», собранная на полупроводниковых диодах.

Сопротивления схемы (рис. 18,*б*) выбираются такими, чтобы выполнялось условие $R_1 \gg R_2 = R_3$. Тогда за счет тока, протекающего через диоды $Д_1$ и $Д_2$, все на-

пряжение источника питания падает на сопротивлении R_1. Выходное напряжение практически отсутствует.

При одновременной подаче на оба входа сигналов отрицательной полярности, несколько превышающих по амплитуде напряжение источника питания U, диоды $Д_1$ и $Д_2$ закрываются, и напряжение на выходе становится равным напряжению источника питания, т. е. на выходе появляется сигнал отрицательного знака. При поступлении сигнала только на один вход закрывается один

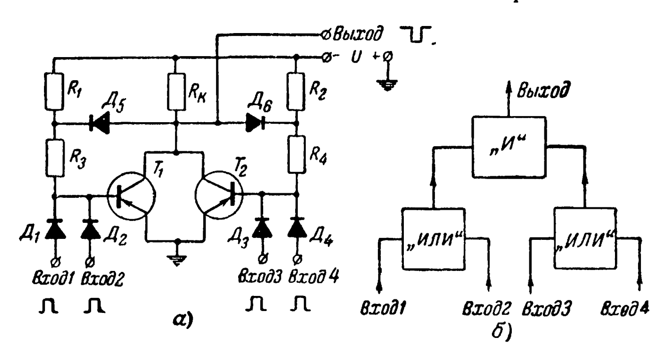


Рис. 19. Схема последовательного (каскадного) включения логических цепочек, собранных на диодах и транзисторах (*а*) и ее блок-схема (*б*).

соответствующий диод, а другой диод остается открытым, в силу чего сопротивление между точками *А* и *Б* остается малым, изменения потенциала точки *А* не наблюдается и сигнал на выходе отсутствует.

На рис. 18,*в* представлен другой вариант схемы «И». Здесь источником питания является сам сигнал, поэтому схема имеет всего один диод. Величина сопротивления R_1 должна намного превышать величину R_2.

Схемы логических цепочек «И» и «ИЛИ» на диодах обладают тем недостатком, что сигналы, проходящие через них, значительно ослабляются. Это обстоятельство не позволяет осуществлять каскадные соединения различных логических цепочек, в особенности при использовании низковольтных источников питания. От указанного недостатка свободны схемы, собранные на транзисторах. Однако последние по сравнению с диодами сравнительно дороги. Поэтому при каскадном соединении

целесообразно применять комбинированное соединение диодов и транзисторов. Одна из таких схем представлена на рис. 19,*а*, где последовательно с каждым входом схемы «И», собранной на транзисторах, включены схемы «ИЛИ» на диодах (см. блок-схему рис. 19,*б*).

Ненасыщенный режим транзисторов обеспечивается нелинейной обратной связью, составленной из диодов $Д_5$, $Д_6$ и сопротивлений R_3, R_4.

8. Мультивибраторы

Мультивибратор является релаксационным генератором, вырабатывающим колебания прямоугольной формы. Обычно он применяется в устройствах автоматики в качестве автоматического переключателя. Схема мультивибратора приведена на рис. 20,*а*.

Пусть на оба транзистора подано напряжение питания. В симметричной схеме токи в обоих транзисторах в начале могут быть равны, однако неизбежно появление некоторой, пусть очень малой, несимметрии, например, за счет флуктуации.

Допустим, что коллекторный ток транзистора T_2 получил приращение. Очевидно, напряжение на коллекторе транзистора T_2 несколько понизится. Так как напряжение на конденсаторе связи C не может мгновенно измениться, то при этом понизится отрицательное напряжение на базе транзистора T_1. Отрицательное напряжение

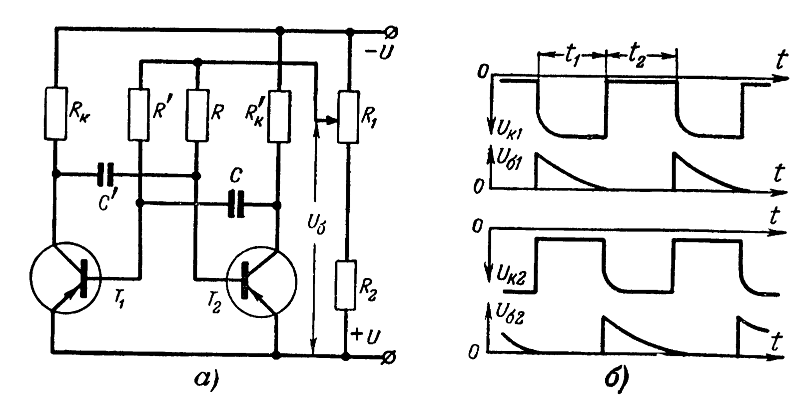


Рис. 20. Схема мультивибратора (*а*) и форма импульсов на электродах транзисторов (*б*).

на коллекторе транзистора T_1 повысится, что приведет к увеличению отрицательного напряжения на базе транзистора T_2 и, следовательно, к дальнейшему росту его коллекторного тока.

Таким образом, возникающие в мультивибраторе процессы стремятся увеличить случайно появившуюся несимметрию. Эти процессы происходят очень быстро и уже через промежуток времени, измеряемый долями микросекунды, транзистор T_1 окажется закрытым, а T_2 открытым.

Схема остается в таком состоянии в течение определенного промежутка времени, пока происходит разряд конденсатора C через проводящий транзистор T_2, сопротивление R', потенциометр R_1 и источник питания U. В это время на базе транзистора T_1 поддерживается положительное напряжение. По мере разряда конденсатора это напряжение уменьшается и, наконец, становится почти равным нулю. При этом в транзисторе T_1 появляется коллекторный ток, который приводит к понижению отрицательного напряжения на базе транзистора T_2. Отрицательное напряжение на коллекторе T_2 повышается. Это приращение напряжения передается через конденсатор C на базу транзистора T_1, и его коллекторный ток еще более увеличивается.

Процесс протекает лавинообразно и схема с большой скоростью переходит в другое состояние.

В следующем цикле происходит разряд конденсатора C', который завершается переходом устройства в первоначальное состояние, и т. д.

Расчет симметричного мультивибратора при заданном напряжении источника питания U можно произвести по следующим формулам:

1. Сопротивление

$$R_к = \frac{U}{I_к}, \tag{36}$$

где $I_к$ определяется из уравнений (5), (7) и (8).

2. Сопротивление

$$R = 0,83 R_к \frac{U_{б.мин}}{U}, \tag{37}$$

где $U_{б.мин}$ — минимальное напряжение источника, питающего базы транзисторов.

3. Период колебаний симметричного мультивибратора

$$T = t_1 + t_2 = 2RC \ln \left[\frac{U_б + U_к}{U_б} \right]. \qquad (38)$$

Изменяя напряжение $U_б$, например, при помощи потенциометра R_1, можно изменять частоту мультивибратора.

При равенстве $U_к \approx U = U_б$ (так как $U_к = U - I_{к0}R_к \approx \approx U$) период колебаний симметричного мультивибратора равен:

$$T = t_1 + t_2 \approx 1{,}3RC. \qquad (39)$$

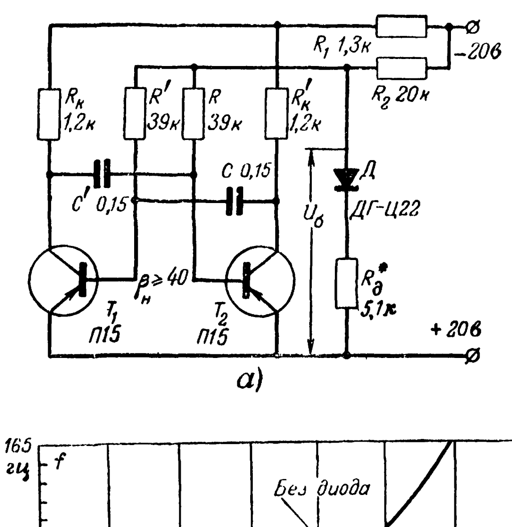
Приведенные формулы дают хорошее совпадение с экспериментом для частот ниже 10 *кгц*. При высоких частотах начинает заметно сказываться расход энергии конденсатора на удаление неосновных носителей в базе закрывающегося транзистора.

Одним из достоинств мультивибратора, работающего с насыщением транзисторов, является устойчивость частоты при изменении напряжения питания.

К недостаткам относится частотная нестабильность при изменении температуры, объясняемая изменением обратного сопротивления между эмиттером и базой транзистора, которое включено параллельно разрядной цепи конденсатора C и влияет на величину постоянной времени цепи разряда этого конденсатора. Этот недостаток устраняется при включении в схему стабилизирующего германиевого плоскостного диода (рис. 21,*а*), у которого с ростом температуры уменьшается обратное сопротивление. Это ведет к понижению напряжения $U_б$ подаваемого на базы транзисторов, и компенсирует тем самым уход частоты (на графике рис. 21,*б* пунктиром показан случай перекомпенсации).

Еще лучшая стабильность частоты получается при включении в схему рис. 21 шунтирующих сопротивлений порядка 50 *ком* между базой и эмиттером каждого из транзисторов.

Максимальная частота, которую способен генерировать мультивибратор на транзисторах П13 и П15 при напряжении источника питания 3—4,5 *в*, составляет при-



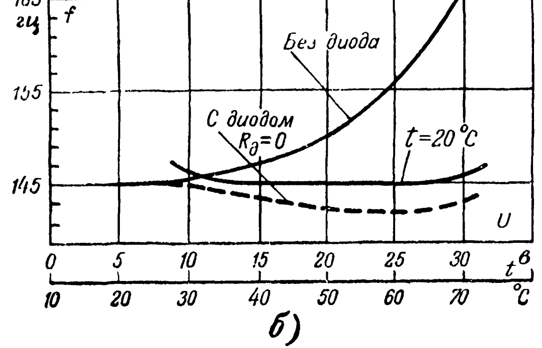


Рис. 21. Схема мультивибратора, стабилизированного по частоте (*а*), и график, показывающий изменение частоты от напряжения и температуры (*б*).

мерно 60 *кгц*, а при напряжении 10—15 *в* — около 150—250 *кгц*.

Мультивибратор хорошо синхронизируется внешним напряжением переменного тока.

9. Способы улучшения формы импульсов, генерируемых мультивибратором

Форма колебаний, генерируемых мультивибратором, показана на рис. 20,*б*. Искажение формы импульсов при переходе транзистора из открытого в закрытое состояние происходит за счет падения напряжения на сопротивле-

нии $R_к$ при заряде конденсатора связи, т. е за счет эффекта интегрирования. Для улучшения формы импульсов следует уменьшать сопротивление $R_к$ и выбирать транзисторы с большим коэффициентом усиления β.

Этот способ дает лишь частичное уменьшение эффекта интегрирования. Полное же устранение этого эффекта можно получить в схеме мультивибратора с разделительными диодами в цепях коллекторов, приведенной на рис. 22. В этой схеме разряд конденсатора, на-

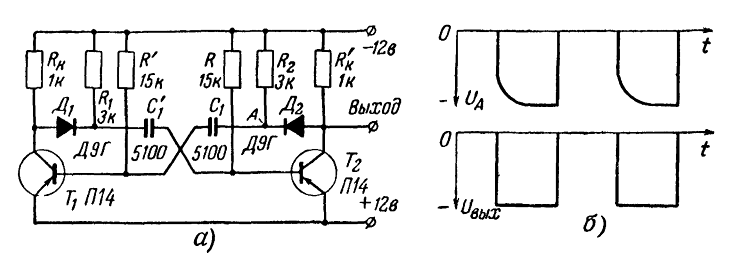


Рис. 22. Схема мультивибратора с разделительными диодами (*а*) и форма импульсов на выходе и в точке *А* (*б*).

пример C_1, происходит через разделительный диод $Д_2$ и открытый транзистор T_2, а заряд этого же конденсатора — через сопротивление R_2, но не через сопротивление $R'_к$,

Таким образом, в такой схеме процесс формирования фронта и спада импульсов в коллекторной цепи транзисторов протекает быстро и в основном определяется частотными свойствами транзисторов. Форма импульсов приведена на рис. 22,*б*.

Величины зарядных сопротивлений R_1 и R_2 следует выбирать такими, при которых конденсатор, подсоединенный к закрывающемуся транзистору, зарядился бы раньше, чем разрядится конденсатор, подсоединенный к открытому транзистору, т. е.

$$R_1 = R_2 \simeq (0,2 \div 0,3)\,R. \qquad (40)$$

В рассмотренной схеме, так же как и в обычной схеме мультивибратора, при подсоединении внешней емкостной нагрузки происходит значительное замедление переходного процесса на закрывающемся транзисторе за счет эффекта интегрирования, создаваемого емкостной нагрузкой.

От этого недостатка свободна схема, приведенная на рис. 23. Она содержит две пары транзисторов с различными типами проводимости (транзисторы T_1 и T_2— типа *р-п-р*, T_3 и T_4 — типа *п-р-п*). Базы и коллекторы соединяются попарно конденсаторами связи C_1, C_2, C_3, C_4, величины которых определяют длительности импульсов, генерируемых мультивибратором. Базы транзисторов T_1 и T_2 через сопротивления R_1 и R_2 связаны с отрицательным зажимом источника питания, а базы транзисторов T_3 и T_4 через R_3 и R_4 — с положительным зажимом.

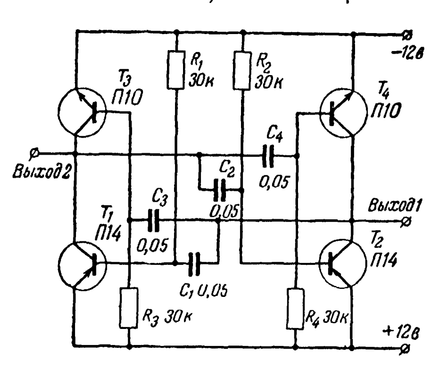


Рис. 23. Схема мультивибратора с двумя парами транзисторов различного типа проводимости (*п-р-п* и *р-п-р*).

В открытом состоянии находятся одновременно два из четырех транзисторов: транзисторы T_1 и T_4 или транзисторы T_2 и T_3. Малое время переходных процессов, происходящих на коллекторах транзисторов, обеспечивается разрядом конденсаторов связи в процессе регенерации через малые сопротивления открытых транзисторов, образующих разрядную цепь. Это и обусловливает малые величины выходных сопротивлений схемы и позволяет присоединять к ее выходу несколько схем с небольшими входными сопротивлениями, не вызывая существенного изменения формы сигналов.

Схема с приведенными на рис. 23 величинами элементов генерирует почти прямоугольные импульсы с частотой повторения 495 *гц*. Уход частоты при изменении напряжения питания на ± 5 *в* составляет 3 *гц*; потребляемый схемой ток при $U = 12$ *в* равен 3,5 *ма*. При подключении к выходу схемы емкостной нагрузки порядка 50 *пф* ухудшения формы фронтов почти не наблюдается.

В тех случаях, когда парафазный выход не нужен, т. е. необходимо иметь не два выхода, а один, то в схеме на рис. 23 один из четырех транзисторов (любой) может быть заменен сопротивлением порядка 1,5—2 *ком*,

которое включается между проводниками, идущими к коллектору и эмиттеру заменяемого транзистора. Благодаря этому уменьшается число транзисторов в схеме, при той же нагрузочной способности на выход, исходящий от двух транзисторов, соединенных последовательно.

10. Триггер с одним устойчивым состоянием

Если в мультивибраторе (рис. 20,*а*) одну из емкостных связей заменить реостатной, то получится триггер (рис. 24,*а*) с одним устойчивым состоянием (реактивный триггер). В устойчивом состоянии транзистор T_2, база которого соединена через сопротивление R непосредст-

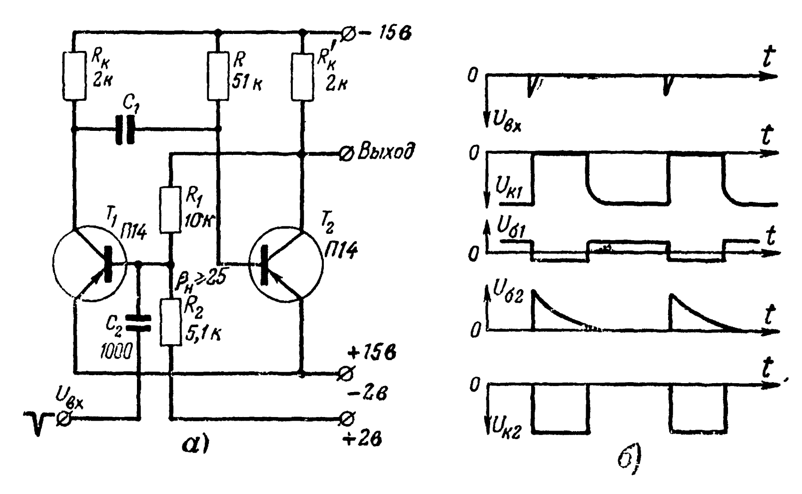


Рис. 24. Схема реактивного триггера (*а*) и форма импульсов на электродах транзисторов (*б*).

венно с минусом источника питания, открыт, а транзистор T_1 закрыт. В момент прихода отрицательного импульса на базу транзистора T_1 или положительного на базу T_2 триггер переходит в неустойчивое состояние. При этом транзистор T_1 начинает проводить ток, и изменение напряжения на его коллекторе передается через конденсатор C_1 на базу транзистора T_2. Нарастающий лавинообразный процесс, возникающий за счет обратной связи, приводит к полному закрыванию транзистора T_2 и полному открыванию T_1. В таком состоянии триггер

будет находиться до тех пор, пока конденсатор C_1 не разрядится через коллектор открытого транзистора T_1, сопротивление R и входное сопротивление транзистора T_2.

Как только конденсатор C_1 разрядится, на базе транзистора T_2 установится отрицательное напряжение; тогда этот транзистор откроется и в свою очередь закроет транзистор T_1.

Таким образом, на выходе триггера создаются импульсы с крутыми фронтами: на коллекторе транзистора T_2 — отрицательные, а на коллекторе транзистора T_1 — положительные.

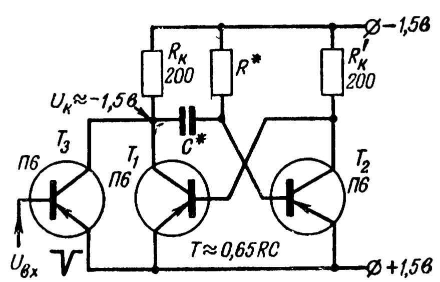


Рис. 25. Схема реактивного триггера с непосредственной связью.

Поскольку реактивный триггер является комбинацией двух схем (обычного триггера и мультивибратора), то соответственно каждая часть схемы рассчитывается по приведенным выше формулам.

Форма импульсов на коллекторах и эмиттерах транзисторов показана на рис. 24,*б*. Минимальная длительность запускающих импульсов для триггеров на транзисторах П14 и П15 составляет 0,7—1,5 *мксек*.

В реактивном триггере также может быть применена непосредственная связь (рис. 25).

Улучшение формы генерируемого импульса на коллекторе, к которому подсоединен конденсатор C_1 (рис. 24), может быть достигнуто теми же способами, что и в мультивибраторе. В частности, заменив в схеме на рис. 23 одну из связей по переменному току (C_1 и C_4 или C_2 и C_3) связью по постоянному току, т. е. соответствующими сопротивлениями, получим схему с одним устойчивым состоянием — реактивный триггер.

11. Двоичные счетчики и кольцевые коммутаторы

В системах дискретного действия часто бывает необходимо считать и распределять импульсы. Эти операции легко выполняются с помощью схем, построенных на триггерах.

Соединяя последовательно триггерные ячейки со счетным входом, можно построить счетчик для подсчета любого числа импульсов Эти схемы могут также выполнять роль делителей частоты и преобразователей, например, двоичного кода в десятичный и наоборот, а также могут выполнять ряд других операций с информацией, закодированной в двоичном коде.

Наибольший интерес представляют десятичные счетчики, позволяющие выдавать результат счета в обычно принятой десятичной системе исчисления.

Известно, что каждая триггерная ячейка может осуществлять счет или деление поступающих на вход импульсов на два. Тогда при последовательном соединении n ячеек общий коэффициент пересчета составит:

$$N = 2^n. \tag{41}$$

Следовательно, для построения десятичного счетчика необходимо иметь четыре триггерные ячейки. Однако такой счетчик будет считать до 16 ($N=2^4=16$). Чтобы осуществить счет до 10, необходимо в счетчик ввести внутренние обратные связи, которые позволили бы снизить коэффициент пересчета до необходимой величины, равной 10.

Блок-схема десятичного счетчика приведена на рис 26, а состояние григгеров после поступления каждого управляющего импульса представлено в таблице.

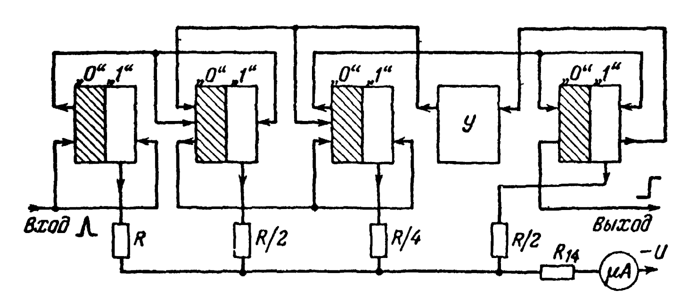


Рис. 26. Блок-схема десятичного счетчика.

№ счетных импульсов	Состояние триггеров							
	T_1		T_2		T_3		T_4	
0	0	1	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	0	1	0	1
2	0	1	1	0	0	1	0	1
3	1	0	1	0	0	1	0	1
4	0	1	0	1	1	0	0	1
5	1	0	0	1	1	0	0	1
6	0	1	1	0	1	0	0	1
7	1	0	1	0	1	0	0	1
8	0	1	0	1	0	1	1	0
Переключение по цепи обратной связи			1	0	1	0		
9	1	0	1	0	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0	1	0	1

После поступления на вход схемы восьмого импульса первые три триггера устанавливаются в исходное состояние «0»—«1», а четвертый триггер — в состояние «1»—«0». Возникающий при переключении четвертого триггера на его правом выходе положительный перепад напряжения дифференцируется, усиливается (усилителем *У*) и затем используются для переключения триггеров T_2 и T_3 в состояние «1»—«0». К записанному в счетчике числу «восемь» по цепи обратной связи как бы добавляется число «шесть» (триггеры приходят в такое состояние, в которое они должны были бы переключиться при поступлении 14-го счетного импульса, если бы отсутствовала обратная связь). Тогда на 10-м счетном импульсе с левого выхода триггера T_4 будет выдан счетный импульс для управления последующими устройствами.

Полная схема десятичного счетчика представлена на рис. 27. Каждая двоичная ступень представляет собой триггер на транзисторах типа П16. Запуск триггеров производится подачей положительных импульсов на базы транзисторов Для ограничения положительного напряжения на базах транзисторов, а также для увеличения скорости переключения между базой и эмиттером каждого транзистора включены германиевые диоды точечного типа (см. стр 35) Выходное напряжение триггера с коллектора транзистора непосредственно подается

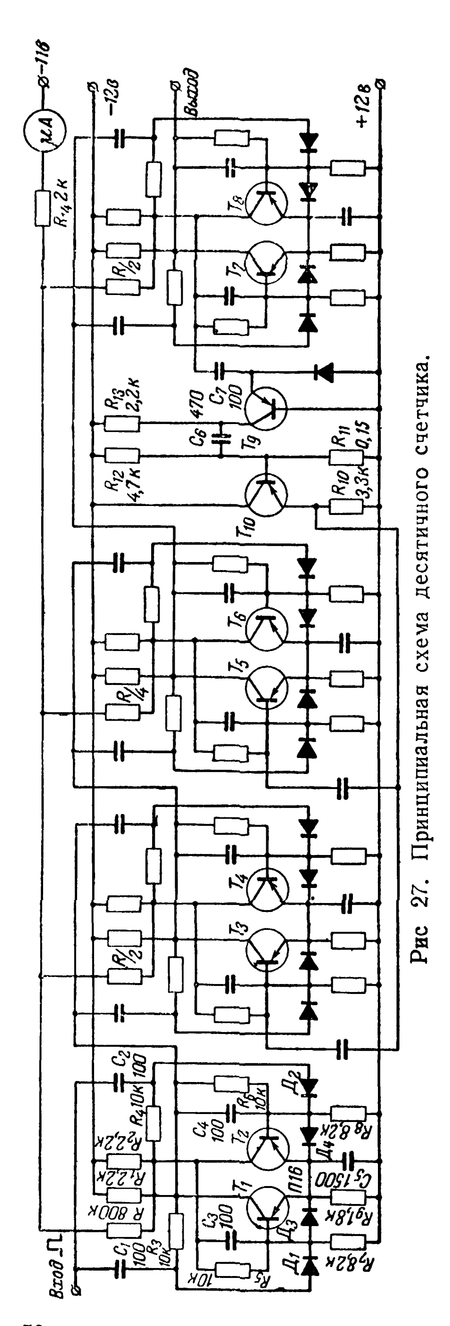


Рис 27. Принципиальная схема десятичного счетчика.

на вход триггера следующей двоичной ступени. Исходное состояние триггеров следующее: левый транзистор открыт («0»), а правый закрыт («1»).

Схема обратной связи работает следующим образом.

Как только на вход схемы поступит восьмой счетный импульс, срабатывает четвертый триггер. Транзистор T_8 переходит в открытое состояние, а T_7 — в закрытое. Положительный перепад напряжения, возникающий на коллекторе транзистора T_8, дифференцируется (цепочкой C_7 и $R_{вх}$ транзистора T_9) и затем усиливается транзисторами T_9 и T_{10}. Полученным импульсом (по цепи обратной связи) осуществляется переключение второй и третьей триггерных ячеек в состояние «1»—«0».

Первый каскад усилителя (на транзисторе T_9) представляет собой обычную схему с общей базой, а второй каскад (на транзисторе T_{10}) является эмиттерным повторителем.

Индикацию показаний счетчика можно

осуществить с помощью микроамперметра со шкалой на 100 *мка*, который подключается к каждой триггерной ячейке через сопротивление соответствующей величины. При поступлении на вход очередного счетного импульса ток в микроамперметре скачком увеличивается на 10 *мка*

Верхний предел диапазона частот управляющих импульсов определяется частотными свойствами транзисторов, установленных в первой ступени и при указанных транзисторах составляет 0,9—1,2 *Мгц*

Кольцевые пересчетные схемы или как их называют кольцевые коммутаторы в принципе мало чем отличаются от делителей частоты. Основное их отличие состоит в том, что они, осуществляя деление частоты, распределяют управляющие импульсы во времени и пространстве, для чего кольцевая пересчетная схема должна иметь число промежуточных выходов, равное коэффициенту деления. Поэтому эти схемы фактически являются электронными распределителями импульсов, применяемыми вместо широко известных электромеханических распределителей, например, распределителей щеточного типа телеграфных аппаратов Бодо.

Для понимания принципа построения кольцевых схем рассмотрим простейшую блок-схему (рис. 28,*а*), состоящую из двух триггеров T_1 и T_2 и управляющих ключей «$И_1$», «$И_2$», «$И_3$» и «$И_4$» (диодные схемы двух совпадений), которые по принципу выполнения логических операций подобны описанным в § 7. В данной схеме совпадение происходит тогда, когда на один вход от источника управляющих импульсов поступит сигнал положительной полярности, а на другой — сигнал отрицательной полярности от триггера.

Управление переключением триггеров осуществляется от двух источников, импульсы которых сдвинуты относительно друг друга на 180°, например от мультивибратора или триггера, работающего в режиме деления. При этом имеется в виду, что коллекторы последних соединены непосредственно с управляемыми выходами.

Работа схемы осуществляется следующим образом Предположим, что ключ *К* разомкнут. Триггеры T_1 и T_2 находятся в исходном состоянии — правые транзисторы (заштрихованные) открыты, а левые закрыты. Управление переключением триггеров осуществляется импульсами положительной полярности, подаваемыми на кол-

лекторы закрытых транзисторов. В исходном состоянии под отрицательным напряжением будут находиться выход *1* и выход *2* и, следовательно, ключи «$И_1$» и «$И_4$» будут подготовленными к открытию.

При замыкании ключа *К* нечетные управляющие импульсы открывают ключ «$И_1$». Возникающий на его выходе положительный импульс переключает триггер T_1. Этот триггер, сработав, подготавливает к открытию ключ «$И_2$», который при поступлении четного управляющего импульса открывается и переключает триггер T_2. С приходом второго нечетного импульса возвращается

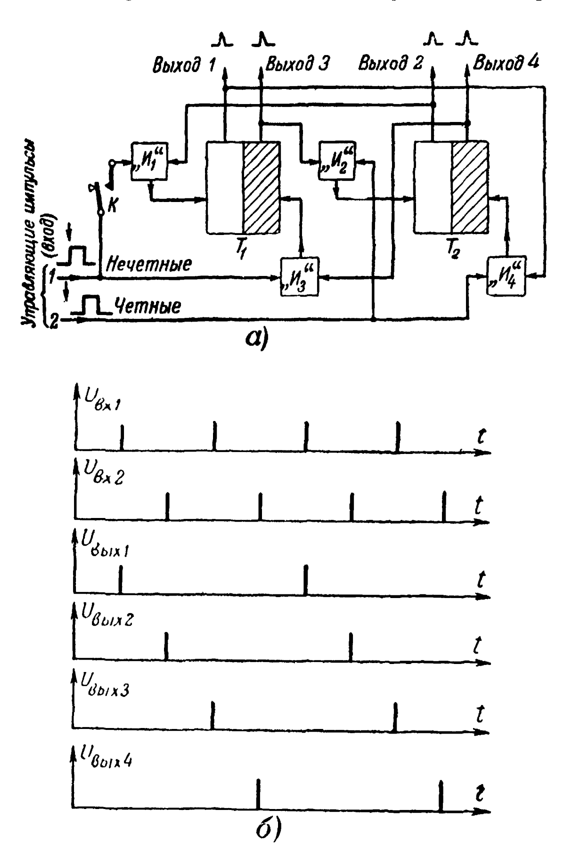


Рис. 28. Блок схема кольцевой пересчетной схемы (*а*) и распределение во времени входных и выходных импульсов (*б*).

в исходное состояние триггер T_1, а с приходом второго четного — триггер T_2.

Если ключ K оставить замкнутым, то циклы работы кольцевой схемы будут продолжаться непрерывно. График временных соотношений управляющих выходных дифференцированных импульсов приведен на рис. 28,*б*.

Принципиальная схема, соответствующая рассмотренной блок-схеме, изображена на рис. 29. Рассмотрим

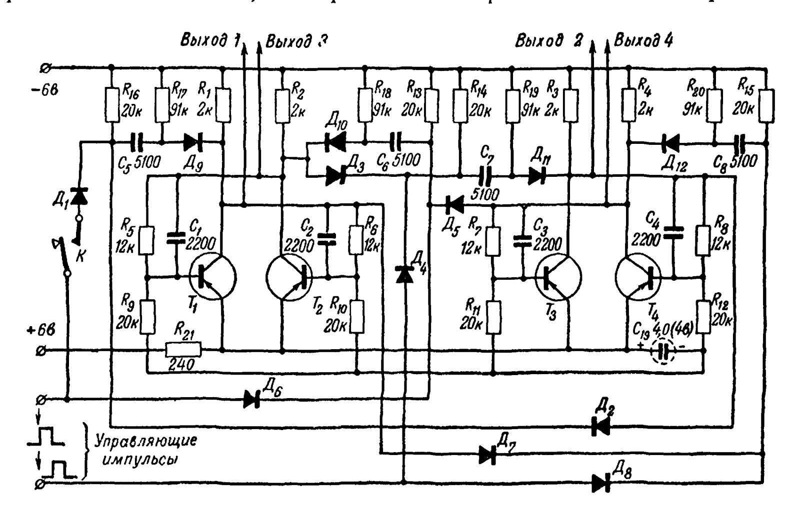


Рис. 29. Принципиальная схема кольцевой пересчетной схемы. Диоды типа Д1А, транзисторы типа П1А, $\beta_н \geqslant 9$.

работу одного из ключей, например «$И_1$», который состоит из диодов $Д_1$, $Д_2$ и сопротивления R_{16}.

В исходном состоянии диод $Д_2$ закрыт отрицательным напряжением, поступающим с коллектора транзистора T_3. Если замкнуть ключ K, то тогда в момент поступления управляющего импульса диод $Д_1$ откроется и уменьшится отрицательное напряжение на левой пластине конденсатора C_5. На выходе дифференцирующей цепочки ($R_{17}C_5$) появится положительный импульс, который, проходя через диод $Д_9$, переключит первый триггер. Если к моменту прихода управляющего импульса диод $Д_2$ будет открытым, то при поступлении управляющего импульса напряжение на сопротивлении R_{16} не изменится и состояние триггера T_1 также не изменится.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

12. Характеристика магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса

Наряду с полупроводниковыми приборами в переключающих устройствах находят широкое применение магнитные материалы с прямоугольной петлей гистерезиса. Из этих материалов изготовляют магнитные сердечники, имеющие два устойчивых магнитных состояния.

Магнитные сердечники изготовляются двух видов: ленточные и прессованные — ферритовые.

Ленточные сердечники обычно состоят из нескольких витков пермаллоевой или перминваровой ленты, основой которой является сплав никеля и железа. Эта лента толщиной в несколько микрон наматывается на керамическую бобину, предохраняющую витки ленты от деформации. Витки ленты свариваются между собой точечной сваркой. Затем сердечник подвергается термообработке в атмосфере водорода с одновременным воздействием внешнего магнитного поля (магнитный отжиг).

Ферритовые сердечники, например марганец-магниевые, изготовляют следующим образом. Материал размельчают в шаровой мельнице в порошок и потом добавляют связующее вещество. Из полученной массы прессуют сердечники тороидальной формы, которые затем подвергают термообработке в разреженной атмосфере. Внешний вид ферритовых и ленточных сердечников (крайний правый, где виден только пластмассовый корпус, предохраняющий от деформации виток ленты, намотанной на керамическую бобину) показан на рис. 30.

Получаемые такими способами магнитные материалы отличаются от обычных магнитных материалов тем, что

имеют гистерезисную петлю почти прямоугольной формы (рис. 31,*а*), малую величину коэрцитивной силы H_c и, следовательно, большую скорость перехода от намагничивания одного знака к намагничиванию другого знака.

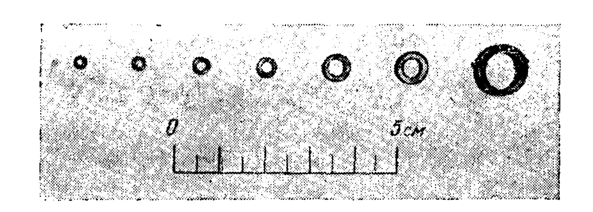


Рис. 30. Внешний вид ленточных и ферритовых сердечников тороидальной формы.

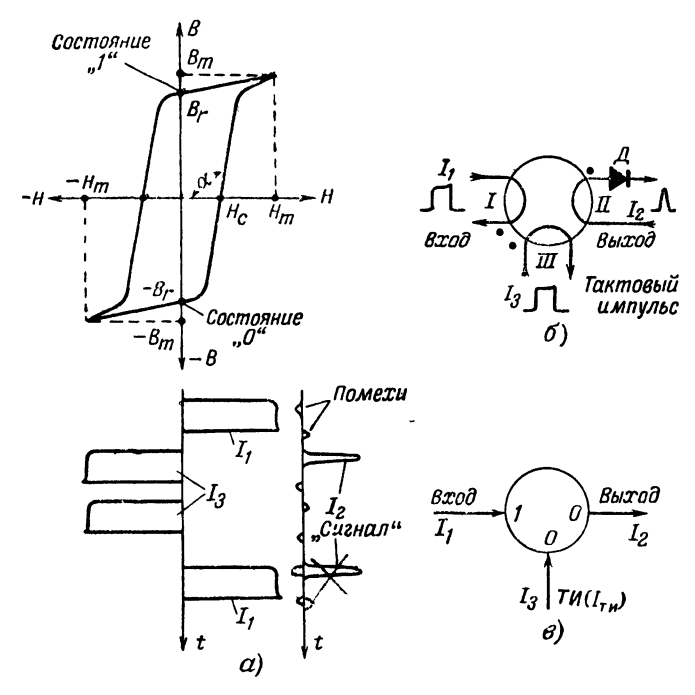


Рис. 31. Двоичный магнитный элемент с сердечником, имеющим прямоугольную форму гистерезисной петли.

а — петля перемагничивания сердечника с временным соотношением импульсов, поступающих на вход и выдаваемых на выходе; *б* — схема включения обмоток; *в* — условное обозначение.

Ленточные сердечники имеют лучшие магнитные характеристики по сравнению с ферритовыми, например $B_m \approx \approx 15000$ *гс* и $H_m \approx 2$ *э*, тогда как для ферритовых $B_m \approx 2400$ *гс* и $H_m \approx 4$ *э*. Однако последние обладают в десятки раз бо́льшим быстродействием, так как в них почти отсутствуют потери на вихревые токи, замедляющие перемагничивание сердечника. К тому же они более просты в изготовлении.

Рассмотрим работу магнитных элементов (для краткости магнитные сердечники тороидальной формы будем называть торами). Предположим, что при пропускании импульса тока I_1 через первую обмотку[1] тора (рис. 31,*б*) он намагничивается до насыщения в одном из направлений, скажем, до $+B_m$ (см. рис. 31,*а*, где с осью B совмещены оси времени с изображением импульсов, поступающих в обмотки, и импульсов, выдаваемых на выходе). Если намагничивающий ток выключить, то намагничивание тора изменится весьма мало — до величины, соответствующей остаточной магнитной индукции B_r. Тор остается намагниченным. Обозначим это состояние намагничивания единицей („1“).

Если теперь пропустить ток I_3 через третью обмотку, то намагничивание тора вначале будет убывать достаточно медленно до тех пор, пока не достигнет верхнего левого колена петли гистерезиса, после чего оно быстро достигнет нижнего левого колена, а затем медленно дойдет до величины $-B_m$. При выключении тока намагничивание тора, как и раньше, изменится весьма мало и будет соответствовать значению $-B_r$. Обозначим это состояние нулем („0“).

Таким образом, тор подобно спусковой схеме (триггеру) переключается из одного устойчивого состояния в другое и остается в нем после прекращения действия переключающего импульса.

На рис. 31,*б* и последующих рисунках точкой обозначены начала обмоток. В соответствии с правилом «буравчика» будем считать, что если ток входит в начало обмотки, сердечник намагничивается в отрицательном направлении, если же ток выходит из начала обмотки,

---

[1] Для простоты начертания принципиальных схем обмотки торов изображаются одним полувитком.

сердечник намагничивается в положительном направлении.

Если же производить повторное намагничивание тора в том же самом направлении, что и в последний раз, то вследствие прямоугольной петли гистерезиса материала сердечника изменение магнитного потока в торе, а вместе с этим и индуктируемое напряжение в выходной обмотке *2* будут весьма малыми.

Следовательно, переключая тор входным сигналом в одно состояние (обычно в состояние «1») и затем «проверяя» это состояние путем переключения тора в другое состояние («0»), мы можем по величине изменения магнитной индукции или по величине э. д. с., индуктируемой в выходной обмотке, различать состояние намагниченности тора. Например, если тор находился в состоянии «1», то при его проверке током I_3 (рис. 31,*б*) получим относительно большое изменение магнитной индукции; если же тор до проверки находился в состоянии «0», то в результате проверки будет получено весьма малое изменение магнитной индукции.

Таким образом, в обмотках тора в соответствии с формой гистерезисной петли (рис. 31) при изменении магнитной индукции от B_m до B_r (или от $-B_m$ до $-B_r$) индуктируется э. д. с. помехи, а при изменении магнитной индукции от $-B_r$ до B_m (или от B_r до $-B_m$) индуктируется э. д. с. полезного сигнала.

Схемы на магнитных торах, как правило, строятся так, что состояние намагниченности торов непрерывно проверяется специальными импульсами, которые называются тактовыми или продвигающими и обозначаются $I_{т.и}$.

Чтобы на выходе тора сигнал появлялся только при „проверке“ его состояния намагниченности, т. е. при действии тактового импульса, и не появлялся при поступлении входного сигнала, последовательно с выходной обмоткой включается диод *Д*. Благодаря этому энергия входного импульса расходуется только на собственное перемагничивание тора в состояние „1“, так как внешняя нагрузка отключена при этом от обмотки тора диодом *Д* и, следовательно, выходной ток I_2 отсутствует и не создает размагничивающего действия, как это имеет место в обычных трансформаторах.

Если в транзисторах усиление по мощности поступающего на вход импульса осуществляется за счет энергии коллекторного источника питания U, то в магнитном переключателе, также обладающем усилительными свойствами, усиление входного сигнала по мощности осуществляется за счет энергии, подводимой от источника тактовых импульсов.

Величина токов в обмотках *1* и *3*, необходимая для переключения тора из состояния „0" в состояние „1" и наоборот, определяется на основании закона полного тока, согласно которому магнитодвижущая сила (м. д. с.) F, действующая вдоль замкнутого контура, равна сумме всех токов, пронизывающих этот контур, умноженной на коэффициент $0{,}4\pi = 1{,}26$. Магнитодвижущая сила, действующая в сердечнике (рис. 31), очевидно, будет равна:

$$F = 1{,}26NI, \qquad (42)$$

где NI представляет собой сумму токов (ампер-витков), проходящих через окно тора.

Магнитодвижущая сила, приходящаяся на единицу длины окружности тора, равна напряженности поля. Если м. д. с. распределена равномерно по всей длине окружности тора, то мы имеем известную из электротехники формулу для среднего значения напряженности поля:

$$H = \frac{F}{l} = \frac{1{,}26NI}{l} \text{ или } H = \frac{0{,}2NI}{r_{ср}}, \qquad (43)$$

где N — число витков обмотки;

l — средняя длина магнитных силовых линий ($l = 2\pi r_{ср}$);

$r_{ср}$ — средний радиус тора, *см*.

Согласно закону полного тока напряженность в замкнутом однородном сердечнике однозначно определяется токами в его обмотках. Если же известна величина напряженности поля, то в соответствии с формулой (43) можно считать известным и ток в обмотке тора. Если на сердечнике имеется несколько обмоток N_1, N_2, $N_3, ..., N_n$, по которым протекают соответственно токи

I_1, I_2, I_3,..., I_n, то результирующая напряженность поля составит:

$$H = \frac{1{,}26}{l}(I_1N_1 + I_2N_2 + I_3N_3 + \ldots + I_nN_n). \quad (44)$$

Следовательно, ток, подводимый к тактовой обмотке, должен создать не только поле, необходимое для переключения собственно тора из состояния «1» в состояние «0», но также и дополнительное поле, необходимое для преодоления действия встречного размагничивающего поля, создаваемого током нагрузки. Тем самым тактовый импульс обеспечит усиление по мощности входного сигнала.

Поэтому ток входного сигнала определяется как

$$I_1 \geqslant \frac{H_m l}{1{,}26N_1}, \quad (45)$$

где N_1 — число витков входной обмотки, а ток тактового импульса (при $N_1 = N_2 = N_3$) должен быть равен:

$$I_{т.и} \geqslant I_1 + I_2, \quad (46)$$

где I_2 — ток в выходной обмотке N_2.

Обычно на блок-схемах применяют упрощенные обозначения магнитных элементов. Одно из таких обозначений показано на рис. 31,*в*, где круг соответствует магнитному тору Стрелка, направленная внутрь тора, соответствует входу тора или входной цепи управления; стрелка, выходящая из круга, соответствует выходу.

Цифры, указанные внутри круга и относящиеся к входным цепям, обозначают положение в которое переключается тор входным сигналом. Цифры, относящиеся к выходным цепям, показывают, в какое положение необходимо переключить тор, чтобы получить на выходе управляющий сигнал. Например, если в тор (рис. 31,*в*) током I_1 введена «1», то при поступлении тактового импульса I_3 тор переключится в состояние «0» и на выходе появится управляющий импульс.

Если же тор находится в состоянии «0», то поступающий тактовый импульс оставит тор в прежнем состоянии «0», а так как намагничивание тора не изменится, то импульс на выходе не появится.

Следует заметить, что запись и считывание информации должны происходить в различные моменты времени, в противном случае запись информации не будет осу-

ществлена, так как поле, создаваемое тактовым импульсом, уничтожит поле, создаваемое входным импульсом. Это условие, а также закон о полном токе, из которого вытекает уравнение (46), положено в основу построения переключающих устройств на магнитных элементах.

Время переключения магнитных торов или время, необходимое для изменения состояния намагничивания, подчиняется закону

$$t_{п}=\frac{S_N}{H_m-H_c}, \qquad (47)$$

где S_N — коэффициент переключения.

Согласно этому закону время переключения прямо пропорционально коэффициенту переключения S_N и обратно пропорционально разности между намагничивающей силой и коэрцитивной силой. Это значит, что чем больше намагничивающая сила (H_m) и меньше величина коэрцитивной силы (H_c), тем меньше время переключения.

Коэффициент переключения S_N, имеющий размерность *э·сек*, есть величина постоянная в широких пределах изменения намагничивающего поля, но зависит от материала и геометрических размеров тора. В частности, он зависит от величины наклона боковых сторон пётли гистерезиса (см. угол α на рис. 31). Этот наклон объясняется различной длиной магнитных путей внешних и внутренних участков магнитного материала, т. е. зависит от толщины стенок тороида.

Действительно, если бы угол наклона α был бы равен 90°, состояние намагниченности тора изменялось бы мгновенно, однако наличие наклона у гистерезисной петли боковой стенки, превышающего 90°, а также наличие конечной длительности фронта переключающего импульса тока приводит к некоторому замедлению перемагничивания тора.

Следовательно, чем толще стенки тороидального сердечника, тем медленнее он перемагнитится или тем большей длительности будет получен выходной сигнал.

Для большинства ферритовых торов коэффициент переключения имеет значения от 0,4 до 1 *э.мксек*.

Прямоугольность гистерезисной петли магнитных материалов оценивается отношением остаточной магнитной индукции B_r к максимальной индукции B_m, при

которой происходит магнитное насыщение материала, и обозначается буквой $p=\frac{B_r}{B_m}$. Величина p для большинства тороидальных сердечников в поле напряженностью $H_m=5H_c$ колеблется от 0,85 до 0,95, а время переключения составляет от 0,5 до 1 *мксек* для ферритовых и от 6 до 20 *мксек* для ленточных сердечников.

Магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса могут быть применены почти во всех устройствах, работающих с информацией дискретного вида, в которых до этого применялись либо механические, либо электронно-ламповые устройства.

Использование магнитных торов в комбинации с транзисторами еще более расширяет область их применения и позволяет создать малогабаритную, быстродействующую, весьма надежную и экономичную аппаратуру.

13. Двухтактные регистры сдвига

Регистры сдвига представляют собой устройства, которые под действием каждого управляющего (тактового) импульса сдвигают поступающую на вход информацию на один «шаг» аналогично тому, как это имеет место в обычных шаговых искателях автоматических телефонных станций, в которых щетка искателя под действием тока, поступающего в шаговый электромагнит, сдвигается на один шаг.

Подобные устройства способны выполнять весьма разнообразные операции в устройствах автоматики, например накопление и хранение информации, преобразование информации, поступающей в виде последовательного кода, в параллельный код и обратно, а также могут осуществлять задержку импульсов. В последнем случае устройство, называемое регистром сдвига, является как бы своеобразной линией задержки.

Магнитные регистры сдвига, по существу, явились первыми схемами, в которых в качестве переключающих элементов были применены магнитные сердечники.

По количеству источников управляющих импульсов регистры сдвига делятся на многоходовые (обычно двухходовые или, что то же самое, двухтактные) и одноходовые или однотактные.

Для первых необходимо два импульсных источника тока и по два тора на каждую записываемую в регистр «1», а для вторых — соответственно один импульсный источник тока и один тор. Следовательно, первые менее экономичны, однако по сравнению с однотактными являются более надежными.

Двухтактные регистры сдвига в свою очередь разделяются на двухдиодные, однодиодные и мостовые. Мостовые двухтактные регистры сдвига называются также регистрами сдвига с расщепленной обмоткой.

Однотактные регистры сдвига разделяются на схемы с неуправляемой и управляемой разрядной цепью накопителя энергии, обеспечивающего временное хранение информации в течение действия тактового импульса.

Известны также схемы регистров и без диодов. Роль последних выполняют магнитные сердечники или транзисторы.

В двухтактных регистрах сдвига для каждого разряда информации, поступающей на вход и представленной в двоичном коде, имеется по два тора и два отдельных источника тактовых импульсов, работающих со сдвигом на 180°. Благодаря этому запись и считывание информации с одного тора на другой осуществляется в различные моменты времени.

Двухтактная двухдиодная схема регистра сдвига приведена на рис. 32,*а*. Обмотки *III* соединены так, что тактовые импульсы *ТИ* стремятся сообщить всем элементам состояние отрицательного намагничивания, т. е. переводят торы в состояние «0». Обмотки *I* (входная) и *II* (выходная) соседних торов соединены между собой через диоды.

Допустим, что в промежуток между тактовыми импульсами во входную обмотку первого тора поступил импульс тока, переключивший этот тор в состояние «1». В это время в выходной обмотке возникает импульс отрицательной полярности, который не будет пропущен диодом $Д_1$ во второй тор. Как только в третью обмотку нечетных торов поступит тактовый импульс, первый тор возвратится в состояние «0». Возникающий в обмотке *II* положительный импульс, проходя через диод $Д_1$, переключает второй тор в состояние «1». При поступлении четного тактового импульса второй тор возвратится в исходное состояние и запишет «1» в третьем торе и т. д.

Диод $Д_2$ и сопротивление R предотвращают обратное воздействие последующего тора на предыдущий, т. е. исключают «обратный поток информации».

Таким образом, импульс, поданный на вход, появится на выходе через время, кратное количеству торов и

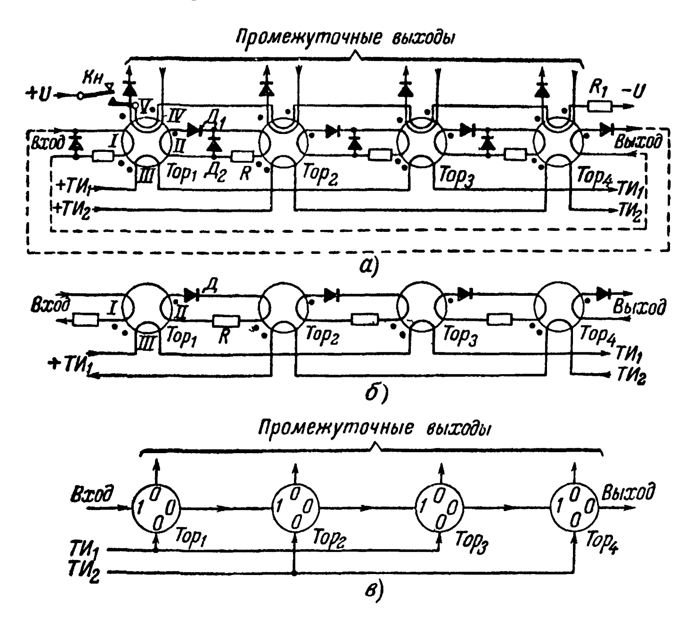


Рис. 32. Двухтактные регистры сдвига.

а — двухдиодная (*Кн* — кнопка записи „единицы" в регистр), *б* — однодиодная, *в* — условное обозначение двухтактных регистров сдвига.

периоду повторения тактовых импульсов, т. е. задержанный на время $T = \frac{n}{2f}$, где n — число торов; f — частота следования импульсов.

Расчет двухтактного регистра сдвига можно произвести по следующим формулам:

1. Дополнительное сопротивление

$$R = (4 \div 10) R_д, \tag{48}$$

где $R_д = R_{д1} = R_{д2}$ — прямое сопротивление диода, измеренное в начале прямолинейного участка вольт-амперной характеристики.

2. Число витков входной обмотки

$$N_1 = \sqrt{\frac{R + R_д}{R_э}}, \qquad (49)$$

где $R_э$ — величина, определяемая уравнением

$$R_э = \frac{S(B_r + B_m) \cdot 1{,}26 \cdot 10^{-8}}{H_m T_1 l}, \qquad (50)$$

S — площадь поперечного сечения тороидального сердечника, *см²*;

T_1 — время перемагничивания тора, *сек*, равное:

$$T_1 \approx t_{ф1} + t_п, \qquad (51)$$

где $t_{ф1}$ — длительность фронта тактовых импульсов, определяемая промежутком времени, в течение которого ток нарастает от 0,1 до 0,9 установившегося значения;

$t_п$ — собственнное время перемагничивания тора при заданном значении напряженности магнитного поля (H_m), создаваемого идеальными импульсами тока ($t_{ф1} \approx 0$), определяемое для ленточных и ферритовых сердечников по графикам рис. 33 или по уравнению (47), если известен коэффициент переключения S_N.

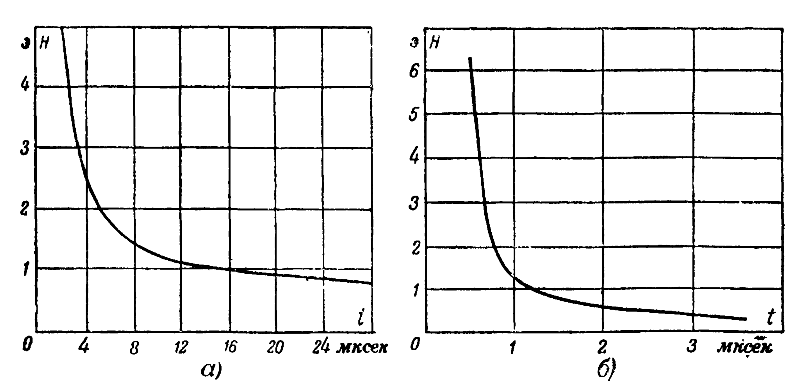


Рис. 33. Зависимость времени перемагничивания торов от напряженности магнитного поля.

а — для ленточных перминваровых сердечников толщиной ленты около 20 *мк*; *б* — для ферритовых сердечников, имеющих B_m = 2 400 *гс* и H_c = 0,4 *э*.

Величина $R_э$ имеет размерность $ом/N^2$ и представляет собой эквивалентное сопротивление любой из обмоток тора, отнесенное к квадрату числа витков.

Обмотки можно представить в виде активных сопротивлений потому, что в магнитных материалах с прямоугольной петлей гистерезиса энергия, подводимая к обмотке тора, превращается в энергию магнитного поля и больше не возвращается к источнику, т. е. эле-

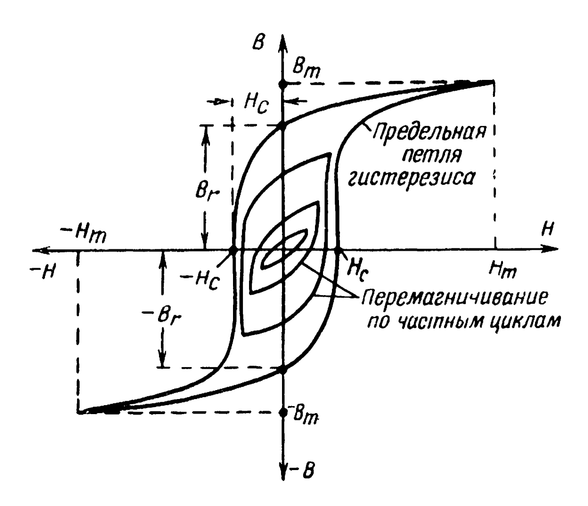


Рис. 34. Семейство симметричных циклов гистерезиса магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса.

менты из подобных магнитных материалов в импульсном режиме являются рассеивающими элементами.

3. При расчете схем на магнитных торах следует задаваться такой величиной H_m, при которой тор будет заведомо перемагничиваться по предельному циклу или по предельной петле гистерезиса. При работе с полями меньшей напряженности, чем H_m для предельного цикла, переключение тора может происходить по так называемым частным циклам (рис. 34). В этом случае при незначительных уменьшениях питающих токов работа схемы будет нарушаться. Поэтому следует выбирать:

$$H_m \geqslant (5 \div 10)\, H_c. \qquad (52)$$

4. Число витков выходной обмотки

$$N_2 = 2N_1. \tag{53}$$

5. Ампер-витки тактовой обмотки

$$N_3 I_3 = 4N_1 I_1, \tag{54}$$

где

$$N_1 I_1 = \frac{H_m r_{ср}}{0,2}. \tag{55}$$

Пример расчета. Имеем ферритовые тороидальные сердечники типа К-65 диаметрами $d_н = 0,4$ *см*, $d_{вн} = 0,2$ *см*, $h = 0,2$ *см*, у которых $H_c = 0,4$ *эрс*, $H_m = 4$ *эрс*, $B_m = 2\,400$ *гс* и $B_r = 2\,160$ *гс*. Длительность фронта продвигающих импульсов $t_{ф1} = 2,3$ *мксек*. Диоды — купроксные с $d = 6$ *мм* и $R_д = 35$ *ом*, измеренное на уровне 0,5 *в*. Необходимо определить: число витков входной и выходной обмоток, ампер-витки тактовой обмотки и величину дополнительного сопротивления R.

Находим:

1. Площадь поперечного сечения кольца тороидального сердечника

$$S = \frac{d_н - d_{вн}}{2} h = \frac{(0,4 - 0,2)\, 0,2}{2} = 0,02 \text{ см}^2.$$

2. Время переключения ($t_п$) из графика на рис. 33, *б* при $H_m = 4$ *э* составит 0,7 *мксек*.

Следовательно, по формуле (51) время перемагничивания составит:

$$T_1 = 2,3 + 0,7 = 3 \text{ мксек}.$$

3. Средняя длина магнитных силовых линий

$$l = 2\pi r_{ср} = \frac{2 \cdot 3,14\,(0,4 + 0,2)}{4} \approx 1 \text{ см}.$$

4. По формуле (50) сопротивление

$$R_э = \frac{0,02\,(2\,400 + 2\,160)\, 1,26 \cdot 10^{-8}}{4 \cdot 3 \cdot 10^{-6} \cdot 1} = 0,1 \text{ ом}/N^2.$$

5. По формуле (49) число витков входной обмотки

$$N_1 = \sqrt{\frac{140 + 35}{0,1}} \approx 40.$$

6. По формуле (53) число витков выходной обмотки

$$N_2 = 2N_1 = 2 \cdot 40 = 80.$$

7. По формулам (54) и (55) ампер-витки продвигающей обмотки

$$N_з I_з = 4\,\frac{H_m\, r_{ср}}{0{,}2} = \frac{4\cdot 4}{0{,}2}\cdot\frac{(0{,}4+0{,}2)}{4} = 12\ ав.$$

8. По формуле (48) дополнительное сопротивление

$$R = 4R_д = 4\cdot 35 = 140\ ом.$$

При применении торов с коэффициентом прямоугольности меньше 0,82—0,85 в каждом торе будут возникать помехи, которые, передаваясь из одной ячейки регистра сдвига в другие, будут накапливаться и нарушать работу устройства. В этих случаях рекомендуется применять дополнительные торы, которые компенсируют помехи, возникающие в основном торе.

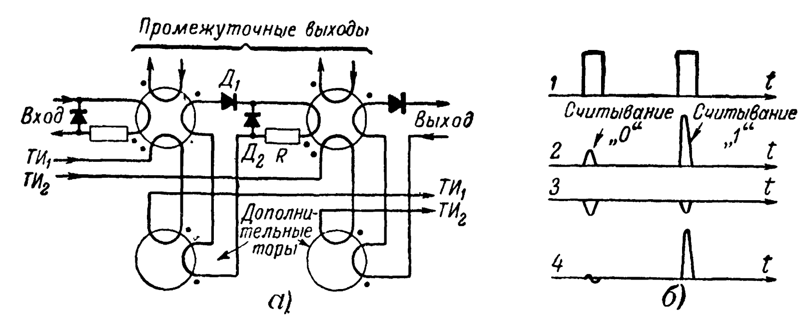


Рис. 35. Схема включения дополнительных торов для компенсации помех (*а*) и временные соотношения напряжений на выходных обмотках при считывании „0" или „1" (*б*).

1 — тактовые импульсы; *2* — импульсы на выходе основного тора; *3* — импульсы на выходе дополнительного тора; *4* — результирующее выходное напряжение.

Число витков на дополнительном торе берется то же самое, что и на соответствующих обмотках основного тора.

Схема включения дополнительных торов и временные соотношения напряжений на обмотках торов при считывании «0» и «1» приведены на рис. 35.

К числу недостатков рассмотренного регистра сдвига относятся: многоэлементность схемы и неполное исключение обратного потока информации цепочкой, состоящей из сопротивления R и диода $Д_2$. К тому же на сопротивлении R теряется до 25% энергии тактовых импульсов.

Двухтактная однодиодная схема регистра сдвига приведена на рис. 32,*б*. От предыдущей схемы она отличается способом устранения обратного потока информации, возникающего при перемагничивании тора тактовыми импульсами. В данной схеме число витков в обмотке *I* выбирается таким, чтобы э. д. с., индуктируемая в ней, не вызывала достаточного тока в обмотке *II* предыдущего тора, имеющей большое число витков, и, следовательно, высокое полное сопротивление для импульса напряжения обратного потока информации.

Значительное снижение этого тока происходит также за счет нелинейности вольт-амперной характеристики диода (для малых напряжений, прикладываемых в направлении проводимости диода, сопротивление последнего сравнительно велико).

Однако выбор очень малого числа витков в обмотке *I* затруднит перемагничивание тора в состояние «1», поскольку потребуется большой перемагничивающий ток. Поэтому числа витков в обмотках N_1, N_2 выбираются на основе компромиссного выполнения требований к экономичности схемы (уменьшение перемагничивающих токов) и к ее надежности (отсутствие обратного потока информации). Обычно принимают:

$$N_2 = (3 \div 5) N_1. \qquad (56)$$

Достоинство схемы состоит в том, что она имеет малое количество элементов, обладая в то же время достаточной надежностью в работе.

В случае применения ферритовых тороидальных сердечников типа ВТ-2 ($d_н = 3$ *мм*) можно рекомендовать следующие данные обмоток: $N_1 = 7$ витков, $N_2 = 24$ витка при $I_{т.и} N_3 = 11 \div 13$ *ав* или для тороидальных сердечников типа ВТ-5 ($d_н = 3$ *мм*)—$N_1 = 7$ витков, $N_2 = 30$ витков при $I_{т.и} N_3 = 8$ *ав*. Диоды в обоих случаях германиевые типа Д9Г.

Иногда в таких схемах с целью уменьшения влияния разброса величин сопротивлений диодов в прямом направлении (т. е. для стабилизации общего сопротивления цепи связи) включают в цепь связи небольшие сопротивления *R* порядка 10 *ом*, практически получаемые в результате выполнения основных обмоток из провода с повышенным сопротивлением. Условное обозна-

чение двухтактных регистров сдвига показано на рис. 32,*в*.

Схема двухтактного сдвига с расщепленными обмотками, составленная из четырех магнитных элементов, показана на рис. 36,*а*. Контур связи такого регистра состоит из выходной обмотки N_2 на управляющем торе, двух диодов и приемной обмотки N_1, которая разделена на две равные части. Тактовый импульс подводится к одному из выводов управляющей обмотки N_2 и выходит из средней точки расщепленной обмотки N_1.

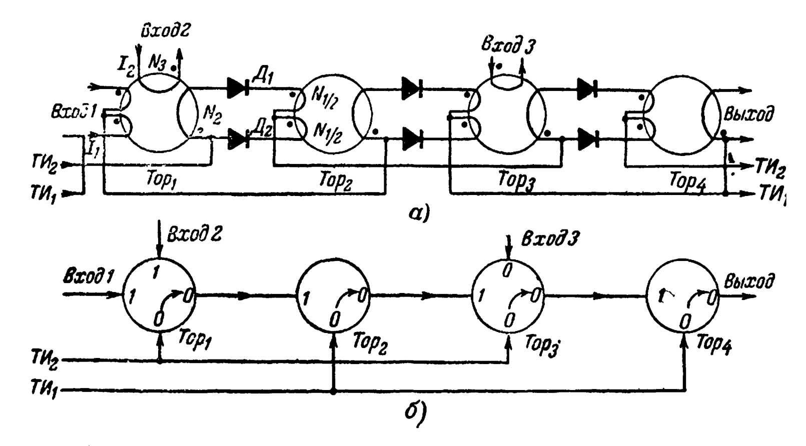


Рис. 36. Схема цепи связи двухтактного регистра сдвига с расщепленной обмоткой (*а*) и ее условное обозначение (*б*).

Легко видеть, что при записывании «1» в первый тор током I_1 или током I_2 обратное сопротивление одного из диодов будет препятствовать прохождению тока в контуре связи.

Если первый тор находится в состоянии «0», то при поступлении тактового импульса $ТИ_2$ намагничивание второго тора не будет происходить, поскольку магнитные потоки, создаваемые каждой из половин расщепленной обмотки, будут взаимно компенсироваться. Если же в первый тор была записана «1», то при прохождении по обмотке N_2 тактового импульса $ТИ_2$ этот тор переключится в состояние «0» и тогда э. д. с., индуктируемая в его выходной обмотке, будет иметь такую полярность, что она будет вызывать уменьшение тока как

в этой обмотке, так и в верхней расщепленной обмотке; в результате этого произойдет увеличение магнитного потока, создаваемого нижней расщепленной обмоткой.

Схему необходимо рассчитать таким образом, чтобы результирующая разбалансировка в токах для верхней и нижней половин обмотки N_1 была достаточна для переключения второго тора в состояние «1».

Очевидно, что передача информации с одного тора на другой осуществляется непосредственно тактовыми импульсами (без трансформации энергии). Благодаря этому на передачу информации по регистру сдвига затрачивается меньшее количество энергии, и эта схема в энергетическом отношении является более выгодной, чем рассмотренные выше схемы.

Вторым преимуществом такого регистра является полная изоляция (в магнитном отношении) одного тора от другого во время отсутствия тактового импульса. В это время можно осуществить какие угодно изменения состояния одного или нескольких торов регистра, не нарушая установленных состояний других торов. Это позволяет более гибко использовать рассматриваемую схему в комбинации со схемами обычных регистров сдвига.

Условное обозначение регистра сдвига с расщепленными обмотками представлено на рис. 36,*б*. Соединительная линия со стрелкой внутри тора указывает на то, что передача информации, например, от тора *3* к тору *4* может осуществляться только под действием тактового импульса $ТИ_2$. Но если был подан сигнал на вход *3*, который переключит тор *3* в состояние «0», сигнал на выходе этого тора будет отсутствовать.

Реализация этого условного обозначения, а также преимущества регистра сдвига подобного типа покажем на примере преобразования последовательного кода (последовательности двоичных импульсов, поступающих на вход по одному проводу и выражающих некоторое число) в параллельный (когда каждый разряд числа, записанного в двоичной системе, выдается во вне по отдельному проводу и одновременно). Схема такого устройства приведена на рис. 37, где нижний ряд торов представляет собой собственно регистр сдвига, а торы верхнего ряда являются выходными. Четные торы ниж-

него ряда связаны с нечетными обычным контуром связи. Накопленная в регистре сдвига информация передается в верхние торы с помощью дополнительного тактового импульса $ТИ_3$.

Параллельный вывод информации может также осуществляться автоматически, если перед каждой кодовой группой вводить дополнительный импульс, который, дойдя до последнего тора, выдаст сигнал для запуска генератора $ТИ_3$.

Недостаток схем с расщепленной обмоткой состоит в том, что в цепь источника тактовых импульсов вклю-

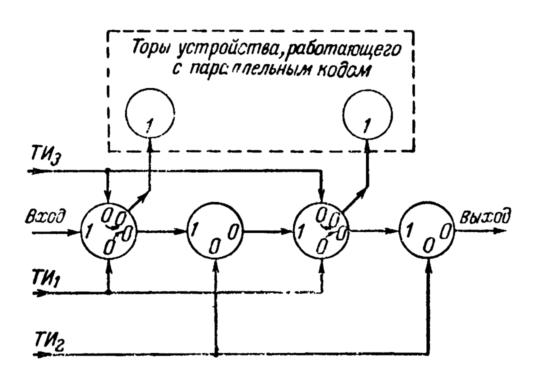


Рис. 37. Схема преобразования последовательного кода в параллельный посредством регистра сдвига с расщепленными обмотками.

чено последовательно прямое сопротивление диодов. Последнее затрудняет получение больших токов от генераторов тактовых импульсов, выполненных на транзисторах и питаемых низким напряжением. Другой недостаток — жесткие требования, предъявляемые к разбросу величин прямого сопротивления диодов, которое может вызвать разбалансировку плеч контура связи; хотя разбалансировку можно несколько ослабить за счет введения дополнительных сопротивлений, порядка 10 *ом*, в каждое плечо контура связи.

При применении ферритовых сердечников типов Л-2, К-65 и ВТ-5 с наружным диаметром 3 *мм* можно рекомендовать следующие данные обмоток: $N_2 = 40$ витков, $N_1/2 = 10—13$ витков и ток тактового импульса порядка 75—100 *ма*.

Двухтактный однодиодный регистр сдвига с ключевыми транзисторами. От недостатков рассмотренных схем свободна схема регистра сдвига с ключевыми транзисторами, которая к тому же обладает наибольшей гибкостью при реализации тех или других логических операций.

В схеме с ключевыми транзисторами (рис. 38) все сопротивления R и диоды, шунтирующие обратный поток информации, заменены двумя последовательно включенными ключами, выполненными в виде транзи-

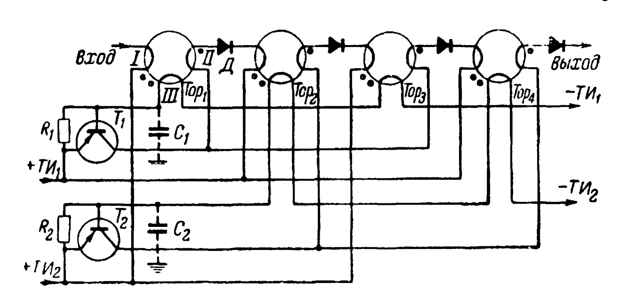


Рис. 38. Схема двухтактного регистра сдвига с ключевыми транзисторами.

сторов (T_1, T_2). Ключевые транзисторы открываются при поступлении соответственно четного или нечетного тактовых импульсов и тем самым замыкают цепь связи между торами. В остальном схема работает аналогично схеме рис. 32,*а*.

Расчет двухтактного регистра сдвига с ключевыми транзисторами производится по следующим формулам:

Число витков входной обмотки

$$N_1 = \sqrt{\frac{R_д}{R_э}}. \tag{57}$$

Число витков выходной обмотки определяется по формуле (53). Ампер-витки продвигающей обмотки

$$N_з I_з = 3 N_1 I_1. \tag{58}$$

В отношении выбора прямого сопротивления диодов следует иметь в виду, что чем больше это сопротивление, тем больше должно быть число витков в обмотках

тора, но при этом будет уменьшаться ток в ключевых транзисторах. Последнее желательно, так как позволит одним транзистором одновременно переключать большее количество торов. Наиболее подходящими являются диоды, имеющие сопротивление $R_д \approx 100$ *ом*. При применении таких диодов один транзистор типа П201 — П203 допускает переключение более 75 торов.

Если в качестве ключей применены низкочастотные транзисторы, то ключевой транзистор может открываться позже, чем произойдет переключение тора. Безусловно, в этом случае работа регистра будет нарушаться. Чтобы исключить это явление, необходимо несколько замедлить нарастание импульса тока в тактовых обмотках торов. Последнее осуществляется путем включения конденсаторов небольшой емкости так, как показано на рис. 38 пунктиром (при заземленном плюсе напряжения постоянного тока U источника тактовых импульсов).

В регистрах сдвига, в которых одновременно переключаются только один-два тора, роль ключевых транзисторов могут выполнять транзисторы блокинг-генераторов тактовых импульсов.

14. Однотактные регистры сдвига

Стремление уменьшить число торов и число источников тактовых импульсов привело к созданию однотактных регистров сдвига, в которых для каждой записываемой в регистр «1» требуется всего один тор и один общий источник тактовых импульсов.

Если в двухтактных регистрах сдвига при считывании информации с тора промежуточное хранение последней осуществляется за счет добавления второго тора и второго источника тактовых импульсов, то в однотактных схемах это же осуществляется за счет применения элементов, способных временно хранить списанную с тора информацию до тех пор, пока не окончится тактовый импульс.

В качестве элементов, осуществляющих временное хранение информации, обычно применяют конденсаторы.

Однотактные регистры сдвига разделяются на схемы с неуправляемой и управляемой разрядной цепью конденсатора.

Однотактный регистр сдвига с неуправляемой разрядной цепью показан на рис. 39,*а*. Схема работает следующим образом. Все торы под действием тактовых импульсов переключаются в состояние «0», и если в каком-либо из торов была записана «1», то при прохождении тактового импульса в выходной об-

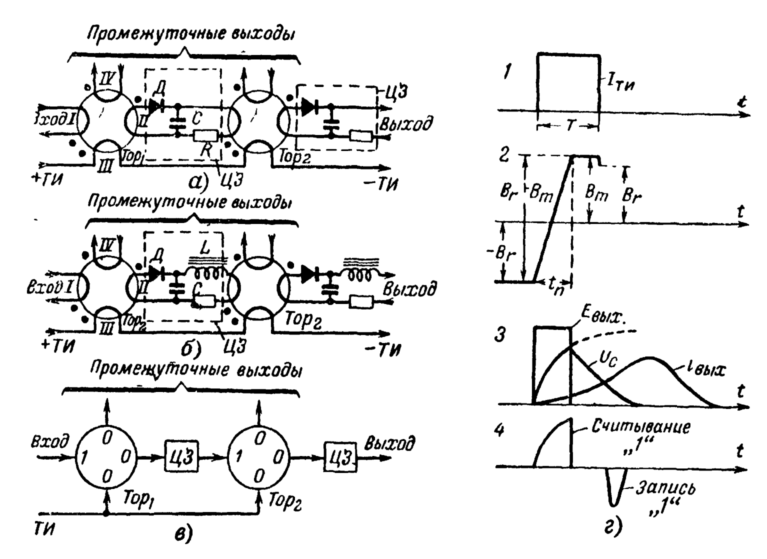


Рис. 39. Однотактные регистры сдвига с неуправляемой разрядной цепью конденсатора.

а — с цепью *RC*; *б* — с цепью *LC*; *в* — условное обозначение однотактных регистров сдвига; *г* — форма напряжений, токов и магнитного потока в схемах с контуром *LC*.

1 — форма тактового импульса; *2* — изменение магнитной индукции при перемагничивании тора; *3* — форма э. д. с. $E_{вых}$ в выходной обмотке; напряжение U_C на конденсаторе *C* и ток разряда конденсатора $i_{вых}$; *4* — форма импульсов на обмотках.

мотке II этого тора возникнет ток, который, проходя через диод *Д*, зарядит подключенный к нему конденсатор. По окончании тактового импульса конденсатор *C* разряжается через сопротивление *R* и входную обмотку *I* следующего тора и разрядным током перемагничивает последний в состояние «1».

Таким образом, во время действия тактового импульса информация, считываемая с тора, временно хранится в накопителе энергии — конденсаторе и тем самым обеспечивается продвижение информации на один

шаг после прохождения каждого продвигающего импульса.

Сопротивление R включается для уменьшения тока, безполезно ответвляющегося от конденсатора на входную обмотку следующего тора еще во время действия тактового импульса, а также с целью уменьшения обратного потока информации (возникающего за счет э. д. с., индуктируемой во входной обмотке во время продвижения информации с одного тора на другой). Однако сопротивление R не должно быть слишком большим, иначе следующий за конденсатором тор не будет переключаться в состояние «1».

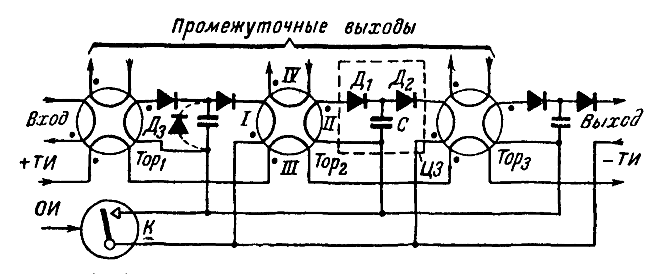


Рис. 40. Схема однотактного регистра сдвига с управляемой разрядной цепью конденсатора.

Иногда в целях уменьшения бесполезного разряда конденсатора еще в момент действия тактового импульса переписывание информации осуществляют через катушку индуктивности L (рис. 39,*б*), которая задерживает начало разряда конденсатора почти до окончания тактового импульса. Условное обозначение схемы показано на рис. 39,*в*, где узел *ЦЗ* является цепью задержки. Форма напряжений и токов в этой схеме показаны на рис. 39,*г*.

В рассмотренных схемах можно рекомендовать следующие данные: торы ферритовые типа Л-2 с наружным диаметром 3 *мм*; обмотка *I*—30 витков, обмотка *II*—40 витков и обмотка *III* — 15 витков. Ток тактового импульса 0,5—0,7 *а* длительностью для схемы рис. 39,*а* не более 3—5 *мксек* и для схемы рис. 39,*б* — не более 7—8 *мксек*, длительность фронта не более 2 *мксек*. Диоды — германиевые или купроксные с прямым сопротивлением, измеренным на уровне 1 *в*, не более 30—50 *ом*. Емкость $C=0{,}05$ *мкф*, сопротивление $R=100—150$ *ом*.

Индуктивность L — оксиферовое кольцо диаметром $d_н = 7$ *мм*, $\mu = 1\,000$, обмотка содержит 100 витков.

Однотактный регистр сдвига с управляемой разрядной цепью конденсатора показан на рис. 40 и отличается от предыдущего регистра тем, что цепь разряда конденсатора, осуществляющего кратковременное хранение информации до окончания тактового импульса, разорвана дополнительным ключом *К* — транзистором, который на схеме рис. 40 показан условно в виде однополюсного выключателя. Цепь, через которую происходит разряд конденсатора, будем называть ключевой цепью.

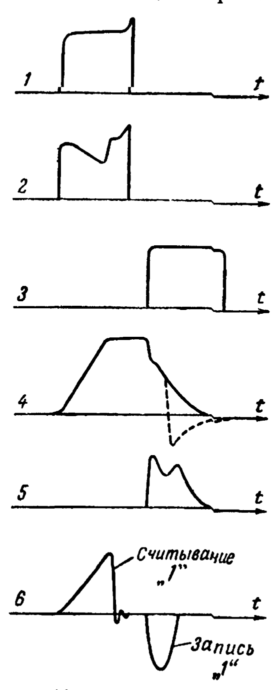


Рис. 41. Форма импульсов в схеме на рис. 40.

1 — ток тактового импульса при считывании „0", *2* — то же при считывании „1"; *3* — момент замыкания ключа *К*; *4* — напряжение на конденсаторе *С*; *5* — разрядный ток конденсатора *С*; *6* — напряжение на обмотках тора.

Рассмотрим работу этой схемы. Допустим, что в первом торе записана «1». Тактовый импульс, проходя последовательно через все тактовые обмотки торов, возвращает в исходное состояние первый тор. В выходной обмотке тора возникает э. д. с., которая через диод $Д_1$ заряжает конденсатор *С*. Цепь разряда конденсатора в момент прохождения тактового импульса разорвана контактами ключа *К*. Как только тактовый импульс окончится, контакты ключа за счет подачи специального открывающего импульса *ОИ* замыкаются и информация, записанная на конденсаторе, переписывается во второй тор. Форма напряжений и токов в этой схеме показана на рис. 41.

Диоды $Д_2$ нужны для того, чтобы при перемагничивании, например, второго тора не заряжались емкости *С* в других цепях задержки *ЦЗ*, т. е. они являются разделительными диодами, выполняющими роль схемы «ИЛИ».

Способы управления ключевой цепью могут быть различными. К наиболее простым относятся: управление с помощью запирающего напряжения и с помощью ключевого транзистора.

Схема управления по первому способу показана на рис. 42,*а*. В ней при отсутствии тактовых импульсов

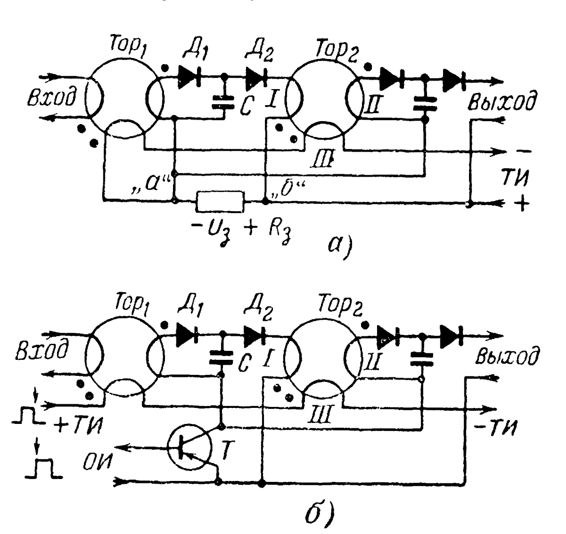


Рис. 42. Способы управления разрядной цепью конденсатора однотактного регистра сдвига.
а — при помощи запирающего напряжения; *б* — при помощи транзистора.

ключевая цепь замкнута через сопротивление $R_з$. В момент прохождения тактового импульса цепь разряда конденсатора разрывается за счет запирания диода $Д_2$ напряжением $U_з$, которое создается тактовым импульсом тока на сопротивлении $R_з$. Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы запирающее напряжение было несколько бо́льшим или равным напряжению, до которого заряжается конденсатор *С*.

Этот способ управления ключевой цепью можно рекомендовать для случаев, когда напряжение источника питания генератора тактовых импульсов достаточно велико (U=15—20 *в*), а в самом регистре сдвига переключается одновременно не более двух торов.

Схема управления по второму способу показана на рис. 42,*б*. В этой схеме ключевой транзистор *Т* как в момент действия тактового импульса, так и при отсутствии последнего находится в закрытом состоянии и открывается специальным импульсом тока (*ОИ*), подаваемым на базу ключевого транзистора по окончании тактового импульса на время, необходимое для переписывания информации с накопительного конденсатора на последующий тор.

Для управления по такому способу можно использовать обратный импульс, возникающий в обмотке

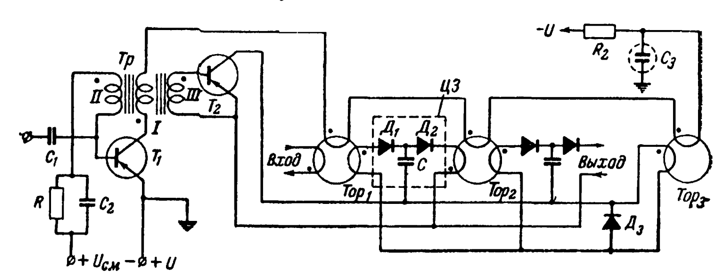


Рис. 43. Практическая схема однотактного регистра сдвига с ключевым транзистором, управляемым обратным импульсом блокинг-генератора. Через конденсатор C_1 подаются запускающие импульсы.

трансформатора блокинг-генератора или импульсного усилителя, который в целях исключения перенапряжения на коллекторе транзистора обычно демпфируется диодом.

На рис. 43 приведена практическая схема регистра сдвига, в которой управление ключевым транзистором осуществляется без затраты полезной энергии, т. е. обратным импульсом блокинг-генератора.

В исходном состоянии ключевой транзистор T_2 закрыт за счет шунтирования цепи база — эмиттер омическим сопротивлением выходной обмотки *III* блокинг-трансформатора *Тр*. В момент генерирования ждущим блокинг-генератором (на транзисторе T_1) тактового импульса информация, например, с первого тора переписывается на конденсатор *С*. В это время цепь разряда конденсатора разомкнута закрытым ключевым транзистором. По окончании тактового импульса в обмотках трансформатора возникает паразитный импульс, кото-

рый открывает ключевой транзистор (при этом паразитный импульс демпфируется входным сопротивлением транзистора). Накопительный конденсатор *C* разряжается на входную обмотку следующего тора. Третий тор является тором, компенсирующим помехи, возникающие в выходных обмотках основных торов в момент перемагничивания их тактовым импульсом. Этот тор необходимо ставить во всех случаях, когда в применяемых торах отношение полезного сигнала к помехе меньше 15—17. Обмотку, которая компенсирует помехи, целесообразно шунтировать диодом ($Д_3$).

Этот диод устраняет взаимные связи в регистре сдвига через обмотку, компенсирующую помехи.

С помощью такой схемы, выполненной на транзисторах типа П13 — П15, при напряжении источника питания 15 *в* и токе импульса блокинг-генератора 0,6—0,8 *а*, можно переключать одновременно до 8—10 ферритовых торов наружным диаметром 3 *мм*.

Таким образом, преимуществом схем с управляемой цепью разряда конденсатора перед схемами с неуправляемой цепью является значительное уменьшение расхода энергии источника тактовых импульсов. Дело в том, что, например, в схеме рис. 39,*б* при заряде конденсатора *C* от напряжения, получаемого при перемагничивании, происходит одновременный его разряд на входную обмотку следующего тора. Кроме того, за счет слабо выраженного максимума при разряде конденсатора не вся энергия используется на перемагничивание второго тора. Переключающее действие в торе начинается с момента, когда создаваемое разрядным током конденсатора поле достигает величины, равной H_c (см. на рис. 39,*г* ток $i_{вых}$). В схеме рис. 40 этих явлений не происходит, так как во время заряда конденсатора цепь разряда выключена. При включении разрядной цепи разрядный ток устанавливается немедленно. По этим же причинам последняя схема практически нечувствительна к колебаниям длительности и частоты тактовых импульсов, так как разряд конденсатора происходит только после окончания тактового импульса.

Другим достоинством схемы рис. 40 является то, что она позволяет легко осуществлять реализацию всевозможных логических операций, в том числе и реверсиро-

вание информации вдоль регистра сдвига (см. § 17). Поэтому схема с управляемой цепью разряда, как наиболее простая, надежная в работе и экономичная по потреблению энергии от источника тактовых импульсов, может найти широкое применение в радиолюбительской практике. Однако в тех случаях, когда регистр сдвига выполняет роль кольцевой пересчетной схемы, которая будет описана ниже, можно применять схему с неуправляемой разрядной цепью конденсатора (рис. 39), так как увеличение расхода энергии незначительно из-за малого количества одновременно переключаемых торов.

15. Основы расчета однотактного регистра сдвига с управляемой разрядной цепью

Поскольку в однотактном регистре сдвига процессы заряда и разряда конденсатора происходят в различные моменты времени, имеет смысл сначала рассмотреть работу схемы на рис. 40 при заряде конденсатора, а затем при разряде.

Рассматривая процессы, происходящие в ферритовом сердечнике, в целях упрощения анализа можно считать активные сопротивления обмоток, индуктивность рассеяния, паразитные емкости обмоток и диодов, а также потери на вихревые токи равными нулю.

Эти параметры для ферритовых торов с емкостной нагрузкой характеризуются очень малыми величинами и на процессы в материале сердечника оказывают весьма малое влияние.

Кроме того, будем полагать, что петля гистерезиса материала имеет прямоугольную форму; прямое сопротивление диода $R_{д1}$ в зарядной цепи конденсатора равно нулю, а в разрядной — равно $R_{д2}$; обратное сопротивление диодов велико и не влияет на работу регистра. И, наконец, при всех дальнейших рассуждениях будем полагать, что на тактовую обмотку тора воздействуют прямоугольные импульсы длительностью T, вырабатываемые генератором тока, имеющим бесконечно большое внутреннее сопротивление.

Схема зарядной цепи конденсатора показана на рис. 44,*а*. Для удобства анализа эту схему приведем к виду, изображенному на рис. 44,*б*. Параметры схемы должны быть выбраны так, чтобы основная часть энер-

гии источника тактовых импульсов расходовалась на заряд конденсатора C' и только незначительная часть энергии расходовалась на перемагничивание тора из состояния «1» в состояние «0», т. е. зарядный ток конден-

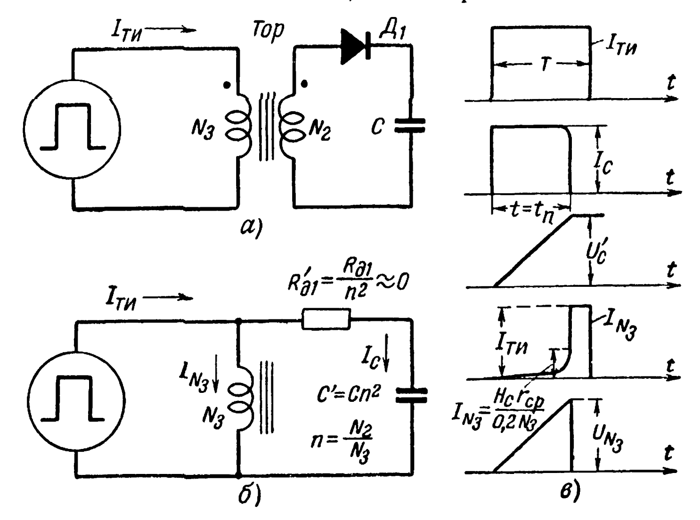


Рис. 44. К расчету однотактного регистра сдвига с управляемой разрядной цепью.

а — принципиальная схема зарядной цепи конденсатора, *б* — эквивалентная схема; *в* — форма импульсов напряжений и токов в схеме.

сатора I_c должен быть больше намагничивающего тока сердечника

$$I_c \gg I_{N_3}. \tag{59}$$

Ток I_c равен разности тока тактового импульса и перемагничивающего тока

$$I_c = I_{т.и} - I_{N_3}. \tag{60}$$

Вводя коэффициент „кратности тока“

$$k = \frac{I_{N_3}}{I_{т.и}} = \frac{H_c}{H_m} \approx 0{,}1 - 0{,}2, \tag{61}$$

получаем:

$$I_c = I_{т.и}(1 - k); \tag{62}$$

$$I_{N_3} = kI_{т.и}. \tag{63}$$

Поскольку схема питается от генератора тока, а также учитывая соотношение (59), можно считать, что во время заряда конденсатора ток I_c остается неизменным и, следовательно, напряжение на конденсаторе с течением времени увеличивается по линейному закону (рис. 44,*в*)

$$U'_c = \frac{I_c t}{C'}, \tag{64}$$

где t — время, в течение которого конденсатор C' заряжается до напряжения U'_c. Очевидно, время заряда не может превышать длительности тактового импульса

$$t \leqslant T. \tag{65}$$

Таким образом, во время действия тактового импульса к тактовой обмотке N_3 приложено линейно-возрастающее напряжение U'_c. Согласно закону электромагнитной индукции приложенное к обмотке напряжение уравновешивается индуктированной в этой обмотке э. д. с. (рис. 44,*в*)

$$U_{N_3} = U'_c = N_3 \frac{d\Phi}{dt} \cdot 10^{-8} = N_3 S \frac{dB}{dt} \cdot 10^{-8}, \tag{66}$$

где S — площадь поперечного сечения кольца тора, *см*²;
B — среднее значение индукции по сечению сердечника, *гс*.

Подставляя в уравнение (66) значение U'_c из (64) и затем интегрируя, получаем, что приращение индукции в торе за отрезок времени от $t = 0$ до $t = t_п$ будет равно следующей величине:

$$\Delta B = \frac{I_c}{N_3 S C' \cdot 10^{-8}} \int_0^{t_п} t\, dt = \frac{I_c t_п^2}{2 N_3 S C' \cdot 10^{-8}}. \tag{67}$$

За время перемагничивания тора индукция в торе изменяется от $+B_r$ до $-B_m$. Полагая $B_r \approx B_m$, найдем, что приращение магнитной индукции при перемагничивании тора из одного состояния в другое составит:

$$\Delta B = 2B_m = 2B_r. \tag{68}$$

Подставляя значение ΔB в формулу (67) и заменяя значение I_c выражением (62), получаем:

$$2B_m = \frac{I_{\text{т.и}}(1-k)t_{\text{п}}^2}{2N_3 SC' \cdot 10^{-8}}, \qquad (69)$$

откуда

$$t_{\text{п}} = 2\sqrt{\frac{B_m SC' N_3 \cdot 10^{-8}}{I_{\text{т.и}}(1-k)}}, \qquad (70)$$

т. е. для изменения намагниченности тора от $+B_r$ до $-B_m$ необходимо приложить импульс вполне определенной длительности $t = t_{\text{п}}$.

Интересно отметить, что поскольку B есть функция H, а последняя в свою очередь на основании закона о полном токе изменяется прямо пропорционально намагничивающему току I_{N_3}, то намагничивающий ток в обмотке N_3 в соответствии с уравнением (69) будет с течением времени изменяться по квадратичному закону (см. рис. 44,*в*):

$$I_{N_3} = f(t^2).$$

В момент времени $t = t_{\text{п}}$ ток I_{N_3} достигнет величины, равной:

$$I_{N_3} = \frac{H_c r_{\text{ср}}}{0{,}2N_3}, \qquad (71)$$

и осуществит переключение тора из одного состояния в другое. При этом заряд конденсатора прекращается, так как магнитный поток перестанет изменяться и зарядная цепь конденсатора оказывается шунтированной обмоткой N_3, имеющей в этом случае сопротивление для тактового импульса, равное нулю. Очевидно, весь ток $I_{\text{т.и}}$ будет протекать только через обмотку N_3, не трансформируясь в цепь заряда конденсатора.

Подставляя в уравнение (71) значение тока I_{N_3} из уравнения (63), получаем число витков тактовой обмотки, при котором будет обеспечиваться надежное переключение тора из состояния „1" в состояние „0":

$$N_3 = \frac{H_c r_{\text{ср}}}{0{,}2kI_{\text{т.и}}}. \qquad (72)$$

Для случая, когда время $t_п$ задано, необходимую емкость конденсатора можем определить по формуле

$$C' = \frac{I_{т.и}(1-k)t_п^2}{4B_m SN_з \cdot 10^{-8}}. \qquad (73)$$

Напряжение на конденсаторе C' и на обмотке $N_з$ в момент времени $t = t_п$ составит:

$$U_c' = U_{N_з} = \frac{I_{т.и}(1-k)t_п}{C'}. \qquad (74)$$

Подставляя в полученное уравнение значение C', получаем:

$$U_c' = U_{N_з} = \frac{4B_m SN_з \cdot 10^{-8}}{t_п}. \qquad (75)$$

Из электротехники известно, что энергия накопленная в конденсаторе, заряженном до напряжения U_c', равна:

$$A = \frac{C'U_c'^2}{2}. \qquad (76)$$

Подставляя значения C' и U_c', получаем:

$$A = I_{т.и}(1-k)\,2B_m SN_з \cdot 10^{-8}. \qquad (77)$$

Из уравнения (77) следует, что энергия, накапливаемая конденсатором за время переключения тора из одного состояния в другое, не зависит ни от емкости конденсатора, ни от времени, в течение которого переключается тор, а зависит только от амплитуды тактового импульса и параметров тора.

Наибольшее сопротивление магнитный элемент регистра сдвига оказывает в момент окончания перемагничивания тора (см. на рис. 41 седло, возникающее в тактовом импульсе тока). В первоначальный момент действия тактового импульса $U_c' \approx 0$ и сопротивление магнитного элемента $R_{эз} \approx 0$.

В момент времени $t = t_п$

$$R_{эз} = \left| \frac{U_{N_з}}{I_{т.и}} \right|_{t=t_п} = \frac{4B_m SN_з \cdot 10^{-8}}{t_п I_{т.и}}. \qquad (78)$$

Это уравнение показывает, что в целях уменьшения реакции, оказываемой магнитным элементом на источник тактовых импульсов, целесообразно увеличивать время перемагничивания тора, что в свою очередь позволит увеличить число одновременно переключаемых

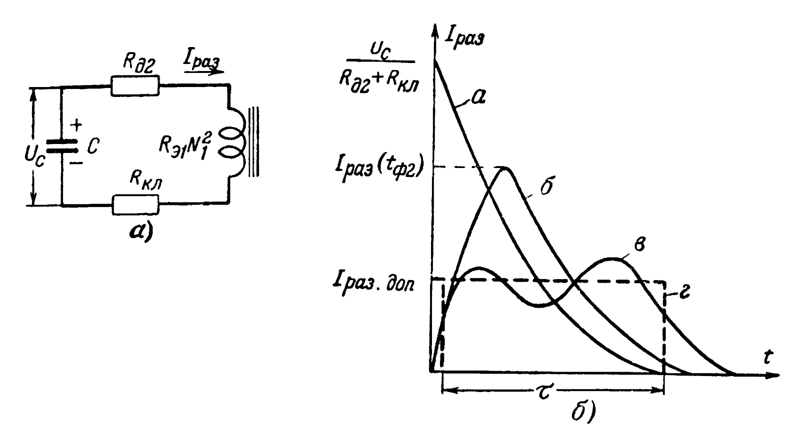


Рис. 45. Эквивалентная схема разрядной цепи конденсатора (*а*) и экспериментально снятые кривые разрядного тока конденсатора (*б*).

торов, питаемых от одного источника тактовых импульсов. Исходя из этого, необходимо выбирать параметры схемы так, чтобы длительность тактового импульса полностью использовалась для заряда конденсатора.

Для этого необходимо либо увеличить емкость конденсатора C, либо увеличить число витков выходной обмотки (N_2), так как

$$C' = Cn^2, \tag{79}$$

где $n = \frac{N_2}{N_3}$.

Эквивалентная схема разрядной цепи приведена на рис. 45,*а*, где

$I_{раз}$ — разрядный ток конденсатора;

$R_{кл}$ — сопротивление ключевой цепи;

$R_{э1}N_1$ — эквивалентное сопротивление входной обмотки N_1 при перемагничивании тора.

Величина $R_{э1}$ определяется уравнением (50).

В этом уравнении $t_{ф1}$ — время, в течение которого открывается ключевая цепь.

Можно показать, что ампер-витки входной обмотки тора ($I_{раз} N_1$) и скорость перемагничивания тора имеют максимальную величину при

$$N_1 = \sqrt{\frac{R_{д2} + R_{кл}}{R_{э1}}}. \quad (80)$$

Однако при таком выборе числа витков потребуется коммутировать ключевой цепью сравнительно большой ток

$$I_{раз} = \frac{U_c}{2(R_{д2} + R_{кл})}. \quad (81)$$

Поэтому в целях уменьшения $I_{раз}$ (чтобы одним ключевым транзистором можно было обеспечить одновременное переключение нескольких торов) необходимо увеличивать число витков входной обмотки. Конечно, это приведет к соответствующему увеличению времени перемагничивания тора. Иначе говоря, уменьшение разрядного тока достигается за счет ограничения быстродействия схемы.

Чтобы выбрать приемлемые величины числа витков входной обмотки (N_1) и времени перемагничивания тора τ (рис. 45,*б*) при заданном разрядном токе, рассмотрим более подробно процесс разряда конденсатора.

На рис. 45,*б* приведены три экспериментально снятые кривые разрядного тока: *а* — кривая разряда конденсатора *С* для случая мгновенного замыкания ключевой цепи при условии, что тор не перемагничивается; *б* — та же кривая при конечном времени замыкания ключевой цепи; *в* — кривая разряда конденсатора при перемагничивании тора из состояния «1» в состояние «0» и при конечном времени замыкания ключевой цепи. Седло на импульсе разрядного тока появляется в результате реакции тора при его перемагничивании. Последнюю кривую с достаточной для практических целей точностью можно аппроксимировать прямоугольником (кривая *г* на рис. 45,*б*).

Для рассмотренных кривых разрядного тока, в том числе и для аппроксимированной, характерно то, что площадь, ограниченная кривыми, во всех случаях равна

величине максимального заряда (Q), накопленного в конденсаторе C, а именно:

$$Q = U_c C, \qquad (82)$$

где $U_c = U'_c n$.

С другой стороны, если считать ток разряда $I_{раз}$ постоянным (для кривой, аппроксимированной прямоугольником), имеем:

$$Q = I_{раз} \tau. \qquad (83)$$

Следовательно время, в течение которого произойдет разряд конденсатора при заданной (допустимой) величине разрядного тока ($I_{раз.доп}$), можно определить по формуле

$$\tau = \frac{U_c C}{I_{раз.доп}}. \qquad (84)$$

Чтобы определить число витков входной обмотки, обеспечивающее заданную величину разрядного тока, определим общее сопротивление разрядной цепи:

$$R_{общ} = R + R_{вх} = \frac{U_c}{I_{раз}}. \qquad (85)$$

где $R = R_{д2} + R_{кл}$ ($R_{кл}$ — сопротивление ключевой цепи);

$R_{вх}$ — эквивалентное сопротивление входной обмотки тора при его перемагничивании из состояния „0" в состояние „1" и определяемое следующим уравнением:

$$R_{вх} = R_{э1} N_1^2; \qquad (86)$$

здесь $R_{э1}$ определяется из уравнения (50), записанного в несколько ином виде:

$$R_{э1} = \frac{2B_m\, Sk \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-8}}{H_c \tau r_{ср}}. \qquad (87)$$

Подставляя в уравнение (85) значение U_c из формулы (84), получаем:

$$R_{общ} = \frac{\tau}{C}, \qquad (88)$$

или

$$R_{вх} = R_{э1} N_1^2 = \frac{\tau}{C} - R. \tag{89}$$

Решая уравнение (89) относительно N_1, получаем:

$$N_1 = \sqrt{\frac{\tau - CR}{CR_{э1}}}. \tag{90}$$

Для обеспечения надежного переключения тора в состояние „1" в конденсаторе C в момент действия тактового импульса должна быть накоплена энергия

$$A_c = I_{раз}^2 R_{общ}\tau = I_{раз}^2 \frac{\tau^2}{C}. \tag{91}$$

Преобразовывая уравнение (91) с учетом формул (45), (87) и (90), получим

$$A_c = I_{раз} N_1 \frac{2B_m S\tau 10^{-8}}{\tau - CR}. \tag{92}$$

Приравнивая уравнения (92) и (77), а также решая их относительно ампер-витков тактовой обмотки, получаем:

$$I_{т.и} N_3 = \frac{I_{раз} N_1}{1 - k} \gamma, \tag{93}$$

где

$$\gamma = \frac{1}{1 - CR/\tau} \tag{94}$$

есть коэффициент, характеризующий величину потерь, вносимых цепью задержки (*ЦЗ*).

Последнее уравнение показывает, что увеличение времени перемагничивания тора выгодно не только с целью уменьшения тока $I_{раз}$, коммутируемого ключевой цепью, но также выгодно и с целью уменьшения потерь, вносимых цепью задержки в цепь питания регистра сдвига от источника тактовых импульсов, т. е. желательно выбирать параметры схемы так, чтобы

$$\tau \gg CR.$$

Число ампер-витков входной обмотки, необходимое для переключения тора из состояния „0" в состоя-

ние „1“, можно определить из следующего уравнения:

$$N_1 I_{\text{раз}} \geqslant \frac{H_c\, r_{\text{ср}}}{0{,}2k}. \qquad (95)$$

Рассчитав число витков обмоток, проверяем возможность их размещения на торе по формуле (для провода марки ПЭВ)

$$N_{\text{общ}} = N_1 + N_2 + \ldots + N_n \approx \frac{\pi}{4} \frac{d_{\text{вн}}^2}{d^2} \alpha, \qquad (96)$$

где $d_{\text{вн}}$ — внутренний диаметр тора;

d — диаметр провода (без изоляции);

α — коэффициент заполнения провода, который для провода диаметром $d = 0{,}09$ *мм* составляет 0,4 для $d = 0{,}1$ *мм* $\alpha \approx 0{,}35$ и для $d = 0{,}12$ *мм* $\alpha \approx 0{,}3$.

Пример. Требуется рассчитать число витков обмоток тора однотактного регистра сдвига с запирающим напряжением для работы в диапазоне температур $-60 \div +60°$ С при колебаниях напряжения источника питания тактовых импульсов $\pm 10\%$. Частота тактовых импульсов 100 *кгц*. В качестве источника тактовых импульсов используем транзисторный усилитель, работающий в режиме насыщения. Напряжение источника питания усилителя 15 *в*, ток коллектора открытого транзистора $I_{\text{к}} = I_{\text{т.и}} = 150$ *ма*. Сопротивление $R_{\text{к}} = R_{\text{кл}} = 82$ *ом*. Сердечники — ферритовые типа К-132, размерами: $d_{\text{н}} = 3$ *мм*, $d_{\text{вн}} = 2$ *мм*, $h = 1{,}25$ *мм*. Диоды типа Д9Д, у которых прямое сопротивление при напряжении на диоде, равном 1 *в*, составляет не более 17 *ом*. В качестве накопительного конденсатора применим конденсатор типа СКМ (стекло-керамический малогабаритный конденсатор прямоугольной формы размерами $12 \times 6 \times 3$ *мм*) или дисковый — типа КДС (конденсатор керамический дисковый сегнетоэлектрический диаметром 12,2 *мм* и толщиной 3,5 *мм*) емкостью 6 800 *пф*.

Регистр сдвига собран по схеме рис. 46, в которой в целях уменьшения числа обмоток входная обмотка совмещена с выходной, т. е. $N_1 = N_2$.

1. Из приложения 1 для сердечников типа К-132 находим: $B_m = 2\,100$ *гс*, $H_c = 0{,}2$ *э*. Отклонения параметров сердечника при температуре $-60°$ С составляют: $\Delta B_r \approx \Delta B_m = 35\%$, $\Delta H_c = 75\%$.

2. Из приложения 2 для заданного диаметра сердечника находим: площадь поперечного сечения сердечника $S = 0{,}625$ *мм*², средний радиус $r_{\text{ср}} = 1{,}25$ *мм*.

Из приведенной выше методики расчета очевидно, что порядок определения числа витков обмоток тора может быть различным. Например, если бы разрядная цепь регистра сдвига управлялась ключевым транзистором, для которого важно знать величину коммутируемого тока, то тогда по уравнениям (75) и (82) можно было

бы ориентировочно определить количество электричества, накапливаемого в конденсаторе, а затем, задавшись допустимой величиной тока $I_{раз.доп}$, необходимого для переключения одного тора из состояния „0“ в состояние „1“, по уравнениям (87) и (90) можно было бы определить число витков входной обмотки и далее расчет вести так, как будет показано ниже. Однако в данном случае определяющим фактором является не величина разрядного тока, а количество переключений тора в секунду. Поэтому расчет начнем с определения величины τ, исходя из допустимого количества переключений регистра сдвига в секунду.

3. Находим период повторения тактовых импульсов:

$$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{1 \cdot 10^5} = 10 \ мксек.$$

При эксплуатации может оказаться, что переходные процессы, происходящие в регистре сдвига, за счет колебания напряжения источников питания, окружающей температуры, а также за счет разброса величин элементов, входящих в схему, не будут укладываться в полученный период повторения импульсов. Поэтому целесообразно полученное время уменьшить примерно на 10 — 20%.

Полагая, что время перемагничивания $t_n = \tau$, находим:

$$\tau = \frac{T \cdot 0,8}{2} = \frac{10 \cdot 0,8}{2} = 4 \ мксек.$$

4. По формуле (87) определяем $R_{э1}$ (расчет ведем для наиболее опасной для работы регистра сдвига температуры — 60° С т. е. учитываем уход параметров тора при отрицательной температуре):

$$R_{э1} = \frac{2 \cdot 2\,100 \cdot 1,35 \cdot 0,00625 \cdot 0,2 \cdot 0,2 \cdot 10^{-8}}{0,2 \cdot 1,75 \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cdot 0,125} \approx 8,5 \cdot 10^{-2} \ ом/N^2.$$

5. По уравнению (90) определяем число витков входной обмотки (N_1)

$$N_1 = \sqrt{\frac{4 - 0,0068\,(82 + 17)}{0,0068 \cdot 0,085}} \approx 75 \ витков.$$

6. Определяем по уравнениям (94) и (95) коэффициент γ и ампер-витки входной обмотки:

$$\gamma = \frac{1}{1 - 0,0068\,(82 + 17)\,4} = 1,2;$$

$$I_{раз} N_1 = \frac{0,2 \cdot 1,75 \cdot 0,125}{0,2 \cdot 0,2} = 1,1 \ ав.$$

7. Определяем из уравнения (93) число ампер-витков тактовой обмотки:

$$I_{т.и} \, N_3 = \frac{1,1}{1 - 0,2} \cdot 1,2 = 1,65 \ ав,$$

откуда число витков тактовой обмотки (N_3) составит:

$$N_3 = \frac{I_{\text{т.и}} N_3}{I_{\text{т.и}}} = \frac{1,65}{0,15} = 11 \text{ витков.}$$

8. Определяем по уравнениям (79) и (70) время перемагничивания тора при его переключении тактовым импульсом из состояния „1" в состояние „0":

$$C' = 0,0068 \left(\frac{75}{11}\right)^2 = 0,315 \text{ мкф};$$

$$t_n = 2\sqrt{\frac{2\,100 \cdot 1,35 \cdot 0,00625 \cdot 0,315 \cdot 10^{-6} \cdot 11 \cdot 10^{-8}}{0,15(1 - 0,2)}} \approx 4,75 \text{ мксек.}$$

Заданное количество переключений в секунду выполняется, так как

$$T > t_{\text{п}} + \tau \quad 10 > 4,75 + 4 = 8,75 \text{ мксек.}$$

9. Находим по уравнению (74) напряжение на конденсаторе цепи задержки:

$$U_c = U'_c n = \frac{0,15(1 - 0,2)\,4,75 \cdot 75}{0,315 \cdot 11} = 12,3 \text{ в.}$$

Условие запирания разрядной цепи выполняется, так как

$$U_{\text{з}} = I_{\text{к}} R_{\text{к}} = U_c = 0,15 \cdot 82 = 12,3 \text{ в} < 15.$$

В заключение расчета рассмотрим способ подключения усилительного транзистора, необходимого для управления последующими аналогичными схемами, а также определим число витков так называемых служебных обмоток, от которых будет осуществляться управление, например, последующим усилительным транзистором.

В предыдущем расчете предполагалось, что каждый элемент регистра сдвига нагружен только на такой же последующий элемент. В случае нагрузки одного элемента на несколько других аналогичных элементов порядок расчета в принципе остается таким же. Очевидно, что в этом случае энергия, подводимая к ведущему тору, должна быть увеличена в n раз, где n — число ведомых торов.

Следует заметить, что элементы регистра сдвига обладают достаточной нагрузочной способностью для управления, например, статическими триггерами, блокинг-генераторами, входы которых могут быть подключены или непосредственно к конденсатору цепи задержки (через разделительные конденсаторы), или к специальной служебной обмотке. От этой же обмотки можно управлять и усилительными транзисторами, имеющими высокоомную нагрузку (порядка 500 — 1 000 *ом*, $U_{\text{к}} = 15$ *в*). Однако при включении усилительных транзисторов с низкоомной нагрузкой, такой как в рассмотренном примере, размагничивающий ток, вызываемый нагрузкой (входной частью транзистора), необходимо компенсировать, например, увеличением энергии, подводимой от источника тактовых импульсов.

Иногда целесообразно компенсацию размагничивающего тока осуществлять энергией усилительного транзистора введением обратной связи, как показано на рис. 46 (цепь коллектора транзистора T_2).

Расчет числа витков служебных обмоток для данного случая управления транзистором можно произвести следующим образом:

1. Определяем экспериментальным путем напряжение на входе транзистора, необходимое для полного его открывания, и входной ток $I_{вх}$ или входное сопротивление ($R_{вх}$). Для транзисторов П13—П16 с приведенными на рис. 46 величинами сопротивлений $U_{вх}$ составляет не более 2 *в*, а $R_{вх} \approx 50$ *ом*.

Тогда $I_{вх}$ составит:

$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_{вх}} = \frac{2}{50} = 40 \text{ ма}.$$

2. Из уравнения (74) определяем напряжение, индуктируемое на одном витке обмотки, и зная напряжение, которое необходимо подвести ко входу транзистора, определяем число витков обмотки N_5 четвертого тора на рис. 46:

$$N_5 = \frac{U_{вх} N_1}{U_c} = \frac{2 \cdot 75}{12,3} \approx 13 \text{ витков}.$$

3. Определяем величину размагничивающих ампер-витков:

$$I_{вх} N_5 = 0,04 \cdot 13 = 0,52 \text{ ав}.$$

4. Определяем число витков обратной связи (N_4) из условия того, что поле, создаваемое этой обмоткой, должно компенсировать размагничивающее поле, создаваемое входной обмоткой:

$$I_{вх} N_5 = I_к N_4;$$

$$N_4 = \frac{0,52}{0,15} \approx 4 \text{ витка}.$$

5. Проверяем по уравнению (96) возможность размещения основных и служебных обмоток на торе при применении провода ПЭВ $d = 0,1$ *мм*:

$$N_{общ} = \frac{\pi}{4} \frac{d_{вн}^2}{d^2} \alpha = \frac{3,14 \cdot 2^2 \cdot 3,5}{4 \cdot 0,1^2} = 110 \text{ витков}$$

$$N_1 + N_2 + N_3 + N_4 = 75 + 13 + 11 + 4 = 103 \text{ витка}.$$

Условие размещения необходимого числа витков на торе выполняется, так как $110 > 103$.

В заключение этого параграфа необходимо отметить, что при большом числе витков входной обмотки, и в особенности при малой емкости конденсатора C цепи задержки, после разряда конденсатора может появляться

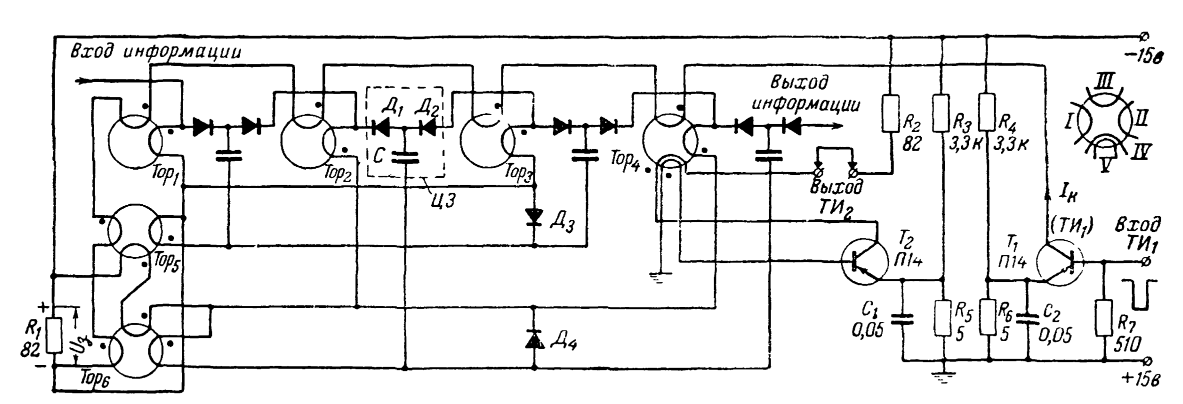


Рис. 46. Однотактный регистр сдвига с совмещенными входной и выходной обмотками.

обратный поток информации, воздействующий на предыдущий тор. В результате этого регистр сдвига может возбудиться, т. е. в нем появятся паразитные импульсы, по величине равные основным импульсам.

Это явление вызывается исключительно недостаточной прямоугольностью гистерезисной петли. В самом деле, предположим, что при разряде конденсатора на последующий тор магнитная индукция в торе изменяется от $-B_r$ до $+B_m$. По мере разряда конденсатора магнитная индукция начинает убывать от $+B_m$ до $+B_r$, В это время во входной обмотке индуктируется э. д. с., которая стремится поддержать убывающий ток конденсатора или, иными словами, возникает экстраток. Этот ток, проходя частично через диод $Д_1$ (рис. 40) и выходную обмотку, а частично через конденсатор, заряжает его до некоторого напряжения обратной полярности. Форма импульса на конденсаторе для этого случая показана на рис. 41 пунктиром. После того как процесс перезаряда окончится, конденсатор разряжается через диод $Д_1$ и выходную обмотку.

Таким образом, за счет экстратока происходит частичное перемагничивание тора, с которого была считана «1». Поэтому во время следующего такта этот тор выдаст значительную помеху.

Явление частичного перемагничивания тора от обратного потока информации может быть ликвидировано разными способами. Например, путем включения сопротивления в общую часть ключевой цепи (этот способ пригоден только в схемах, где циркулирует несколько «1») или за счет включения смещающего источника в ключевую цепь. Наиболее простым и надежным способом устранения обратного потока информации, вызванного недостаточной прямоугольностью гистерезисной петли, является шунтирование конденсатора диодом, как показано на рис. 40 (диод $Д_3$ пунктиром).

Неплохие результаты дает способ компенсации помех, приведенный на рис. 46. Здесь пятый и шестой торы служат для компенсации помех как при считывании «1», так и при записи «1» (пятый тор — для нечетных торов, а шестой тор — для четных).

Рассмотрим процесс компенсации помех. Допустим, что все торы регистра сдвига (*1—4*) находятся в состоянии «0». При поступлении тактового импульса в выход-

ных обмотках *II* (они же входные) регистра сдвига и обмотках *II* компенсационных торов возникают помехи, которые по отношению друг к другу имеют противоположное направление и, следовательно, взаимно компенсируются — зарядный ток конденсатора отсутствует.

Допустим, первый тор под действием тактового импульса переключился из состояния «1» в состояние «0». Конденсатор *C* зарядился. По окончании тактового импульса запирание диода $Д_2$ за счет напряжения $U_з$ ключевой цепи прекратится и конденсатор *C* начнет разряжаться через входную обмотку *II* второго тора и последовательно через обмотку *IV* пятого тора. По окончании разрядного тока в обмотке *II* второго тора возникнет экстраток, который проходя через обмотку *IV* пятого тора, наведет в обмотке *II* этого тора э. д. с. (равную э. д. с., наводимой в обмотке *II* второго тора) такого знака, что диод $Д_1$ закрывается и тем самым исключает прохождение экстратока через выходную обмотку первого тора.

При таком способе одним компенсационным тором можно осуществить компенсацию помех в 10—15 основных торах регистра сдвига. Компенсация помех особенно полезна при работе схем в области положительных температур.

16. Регистры сдвига со связью через транзисторы (феррит-транзисторные схемы)

Рассмотренные выше схемы, несмотря на высокую надежность работы, обладают рядом существенных недостатков. Они требуют большого количества промежуточных элементов — диодов, конденсаторов и сопротивлений, потребляют значительную мощность от источника управляющих импульсов. Потребляемая мощность особенно возрастает при продвижении одновременно нескольких «1» в одном регистре сдвига и еще больше, когда один тор переключает одновременно несколько других торов. Последнее объясняется тем, что при переключении магнитного элемента в его тактовой обмотке возникает э. д. с. обратной полярности. В результате этого входное сопротивление переключаемого тора увеличивается в десятки раз. Поэтому, если в регистре сдвига записывается и одновременно продвигается не одна,

а несколько «1», величина тактового тока резко уменьшается и нормальная работа схемы нарушается.

Практически установлено, что при применении в качестве источников тактовых импульсов блокинг-генераторов на транзисторах типа П13—П16, работающих при напряжении коллекторного источника питания 15—20 *в* ($I_{т. и}$ =0,5 ÷ 0,7 *а*), допускается одновременное продвижение по регистру сдвига, составленному из торов диаметром 4 *мм*, не более пяти — шести «1», что во многих случаях совершенно недостаточно.

Как было показано выше [см. расчет двухтактного регистра сдвига, уравнение (54)], для того чтобы тор, переключающийся от тактового импульса, одновременно сам переключил второй тор, число ампер-витков в тактовой обмотке должно быть в 4 раза больше, чем во входной обмотке, т. е. потребление тока ведущим тором от источника тактовых импульсов возрастает в 4 раза по сравнению с ведомым тором. Следовательно, чтобы увеличить количество одновременно продвигаемых «1» при данном импульсном источнике питания, необходимо уменьшить нагрузку на ведущие торы. Это можно сделать за счет включения между торами регистра сдвига активных (усиливающих) элементов. Наиболее подходящими для этой цели являются транзисторы плоскостного типа.

Существуют два способа подключения транзисторов к магнитным элементам.

П е р в ы й с п о с о б в к л ю ч е н и я т р а н з и с т о р о в показан на рис. 47,*а*. Здесь основной элемент регистра сдвига состоит из одного тора и одного транзистора. Тор связан с транзистором через обмотку тора.

Предположим, что в первом торе записана «1», а во втором «0». Тактовый импульс, поступающий на обмотку первого тора, изменит его состояние. В то же время быстрое изменение магнитного потока будет генерировать э. д. с. в обмотке *II*. Напряжение, подаваемое на транзистор T_1, отрицательно на базе по отношению к эмиттеру. Поэтому транзистор открывается, в коллекторной цепи возникает значительный ток, определяемый величиной последовательно включенного сопротивления $R_к$, напряжением источника питания и амплитудой импульса тока в цепи базы. Этот ток проходит через обмотку второго тора, которая включена так, что изме-

няст состояние тора от «0» к «1». В результате изменения магнитного потока в обмотке *II* второго тора индуктируется положительный импульс. Этот импульс, поступая на базу следующего транзистора T_2, не вызывает изменения тока $I_к$, который остается почти равным нулю.

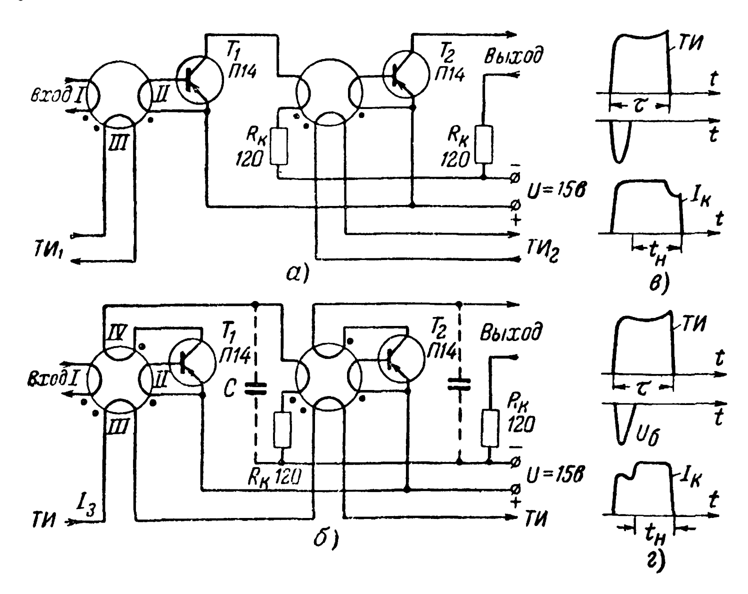


Рис. 47. Схемы феррит-транзисторных регистров сдвига.

а — двухтактный *б* — однотактный; *в* — форма импульсов в схеме однотактного регистра при переключении торов в состояние „1" в конце тактового импульса; *г* — то же при переключении торов в начале тактового импульса (*ТИ* — тактовый импульс, τ — длительность *ТИ*, $U_б$ — напряжение между базой и эмиттером транзистора, $I_к$ — ток коллектора транзистора, $t_н$ — время действия неосновных носителей).

Двухтактный регистр сдвига, собранный по такой схеме и питаемый от блокинг-генератора на транзисторе П14 (между торами также поставлены транзисторы типа П14), при $U = 15 - 20$ *в* и токе $I_{т.и} = 0{,}5 - 0{,}7$ *а* допускал одновременное переключение до 25 четырехмиллиметровых торов каждым источником тактовых импульсов.

Второй способ включения транзисторов (рис. 47,*б*) за счет введения положительной обратной

связи обладает большей чувствительностью и, следовательно, требует еще меньшей мощности от источника тактовых импульсов.

Из кривой намагничивания на рис. 31,*а* очевидно, что для переключения тора, работающего вхолостую, необходимо создавать напряженность поля несколько бо́льшую, чем величина коэрцитивной силы тора (H_c), тогда как в предыдущем случае, для того чтобы осуществлялась работа по полному циклу гистерезисной петли намагничивания, необходимо было создавать поле величиной H_m, при котором происходило бы полное насыщение сердечника. В схеме же с обратной связью насыщение сердечника осуществляется с помощью цепи обратной связи коллекторным током транзистора.

Так, например, для ферритовых торов, у которых $H_m = 4$ *э*, а $H_c = 0{,}4$ *э*, величина ампер-витков в тактовых обмотках схемы с положительной обратной связью может быть уменьшена в $\frac{H_m}{H_c} = \frac{4}{0{,}4} \approx 10$ раз. Таким образом, если предыдущий способ включения транзисторов между торами (при питании от блокинг-генератора на транзисторе) позволял одновременно продвигать по регистру до двадцати пяти „1“, то эта схема позволяет одновременно продвигать почти в 10 раз больше „единиц“ (практически около 100 торов, так как при большем числе торов суммарная помеха, возникающая из-за недостаточной прямоугольности гистерезисной петли, достигает такой величины, что происходит значительное ослабление амплитуды и искажение фронта тактового импульса).

Применение транзисторов вместо диодов позволяет осуществлять схемы регистров сдвига с двумя торами на каждую записываемую «1», но с одним источником тактовых импульсов.

Одна из таких схем приведена на рис. 47,*б*. По принципу действия она напоминает работу схемы блокинг-генератора, но отличается тем, что если сердечник тора находится в одном из двух насыщенных состояний, проницаемость магнитного материала низкая, и усиление по цепи обратной связи меньше единицы. Однако на изгибе кривой намагничивания магнитная проницаемость высокая, и усиление по цепи гораздо боль-

ше единицы. Следовательно, по цепи обратной связи возможна регенерация.

Предположим, что в промежутки между тактовыми импульсами на вход поступает информация, записываемая в первый тор. Тогда в момент поступления тактового импульса в цепи база — эмиттер транзистора возникает напряжение, приоткрывающее транзистор. Вследствие сильной обратной связи между базой и коллектором транзистора возникает процесс лавинообразного нарастания коллекторного тока. Происходит полное открывание транзистора и одновременное накапливание носителей на базе транзистора. По коллекторной цепи, и, следовательно, по обмотке тора за счет действия основного импульса, подаваемого на базу, и действия неосновных носителей проходит коллекторный импульс, по длительности несколько больший, чем тактовый (рис. 47,*в*). В результате в момент окончания действия тактового импульса информация переписывается коллекторным импульсом на второй тор и т. д.

Схема без изменения данных обмоток торов легко может быть превращена в схему двухходового регистра сдвига. Для этого необходимо нечетные торы питать от одного источника импульсов тока, а четные — от другого.

Рассмотренный принцип построения феррит-транзисторного регистра сдвига с однотактным управлением обеспечивает достаточную надежность в работе, но регистры сдвига, построенные по подобным схемам, не допускают каскадных соединений. Причиной этого является то, что в каждой последующей ступени необходимо увеличивать длительность действия неосновных носителей. Этот недостаток легко устраняется, если последующие торы, включенные после усилительного транзистора, переключать не по окончании тактового импульса, а одновременно с ведущим тором (см. рис. 47,*г*, где «седло» на импульсе коллекторного тока указывает момент переключения тора в состояние «1»). Для этого необходимо ампер-витки во входной обмотке выбирать такими, чтобы они могли компенсировать ампер-витки, создаваемые тактовой обмоткой, и, кроме того, создавать поле, необходимое для переключения тора в состояние «1».

Схемы с таким способом переключения торов в состояние «1» допускают включение значительного коли-

чества ячеек, управляемых друг от друга; но эти схемы надежнее работают без обратной связи или с незначительной обратной связью (порядка 3—5 витков). Поэтому они менее экономичны по потреблению тока от источника тактовых импульсов, чем схемы, в которых переключение торов в состояние «1» осуществляется по первому способу.

Выбор того или другого момента времени переключения торов в состояние «1» зависит от конкретных случаев применения схем. Например, в регистрах сдвига и кольцевых коммутаторах целесообразно применять схемы, допускающие переключение торов в состояние «1» в конце тактового импульса, а в триггерах со счетным входом, управляемых друг от друга, — в начале тактового импульса.

Для таких схем можно рекомендовать следующие данные: тороидальные сердечники типов К-65, К-132, ВТ-5 и другие им подобные наружным диаметром $d_н$=3—3,1 *мм*, обмотка *III*—10 витков, *II*—12 витков, обмотка *I*—для первого случая 10 витков, а для второго—20 витков и обмотка *IV*—5 витков. Напряжение источника питания U=12—15 *в*, $I_з$=120—150 *ма*.

Если в схему регистра сдвига на рис. 47,*б* включить конденсаторы *C* емкостью 0,01—0,015 *мкф* (как показано пунктиром), то регистр сдвига становится полностью однотактным, т. е. работающим от одного источника тактовых импульсов и имеющим на каждую записываемую «1» по одному тору.

В таком регистре сдвига хранение информации на время действия тактового импульса осуществляется конденсатором, который при открывании транзистора быстро заряжается до напряжения источника питания. По окончании перемагничивания первого тора транзистор снова закрывается, и конденсатор медленно разряжается через сопротивление $R_к$ и входную обмотку следующего тора и тем самым переключает его по окончании тактового импульса в состояние «1».

Рассмотренные схемы регистров сдвига могут быть использованы не только в качестве накопителей информации и линий задержек, но и в ряде других случаев, например:

1) в качестве реверсивных регистров сдвига;

2) в качестве счетчиков импульсов (если на какой-либо из торов намотать дополнительную обмотку и включить в нее соответствующее счетное устройство, которое будет срабатывать каждый раз на определенном по счету импульсе);

3) в качестве управляющих и коммутирующих схем;

4) в качестве делителей частоты, кольцевых коммутаторов.

17. Реверсивные регистры сдвига

В устройствах автоматики, выполняющих логические операции с поступающей в них информацией, представленной в двоичном коде, часто требуется, чтобы накапливаемая в регистре сдвига информация могла перемещаться по нему не только в одном направлении, но и в обратном.

Такие операции могут выполняться так называемыми реверсивными (двусторонними) регистрами сдвига. Типичным примером применения реверсивного регистра сдвига является множительное устройство цифровых вычислительных машин, в котором вводимая в накопительный регистр сдвига информация в процессе вычисления может быть сдвинута вдоль регистра сдвига в том или другом направлении.

В качестве более простого случая применения реверсивного регистра сдвига можно указать на кольцевой коммутатор (бесконтактный) с переменным направлением «вращения».

Реверсивный регистр сдвига представляет, по существу, два обычных регистра, выполненных на одних и тех же магнитных элементах. Очевидно, при работе одного регистра другой должен быть выключен.

На рис. 48,*а* представлена схема реверсивного регистра сдвига, построенная на основе элементов регистра сдвига с расщепленными обмотками. В этом регистре информация может быть продвинута слева направо с помощью тактовых импульсов $ТИ_1$ и $ТИ_2$ или справа налево с помощью тактовых импульсов $ТИ_3$ и $ТИ_4$. Подлежащая прямой передаче информация поступает в регистр на вход *1* и выходит с выхода *1*, а подлежащая обратной передаче поступает на вход *2* и выходит с выхода *2*. В этой схеме при сдвиге информации в том или другом направлении должны быть предусмотрены уст-

ройства, необходимые для переключения источников тактовых импульсов.

Рассмотренная схема реверсивного регистра сдвига является неэкономичной и к тому же сложна в изготовлении, так как необходимо иметь четыре источника

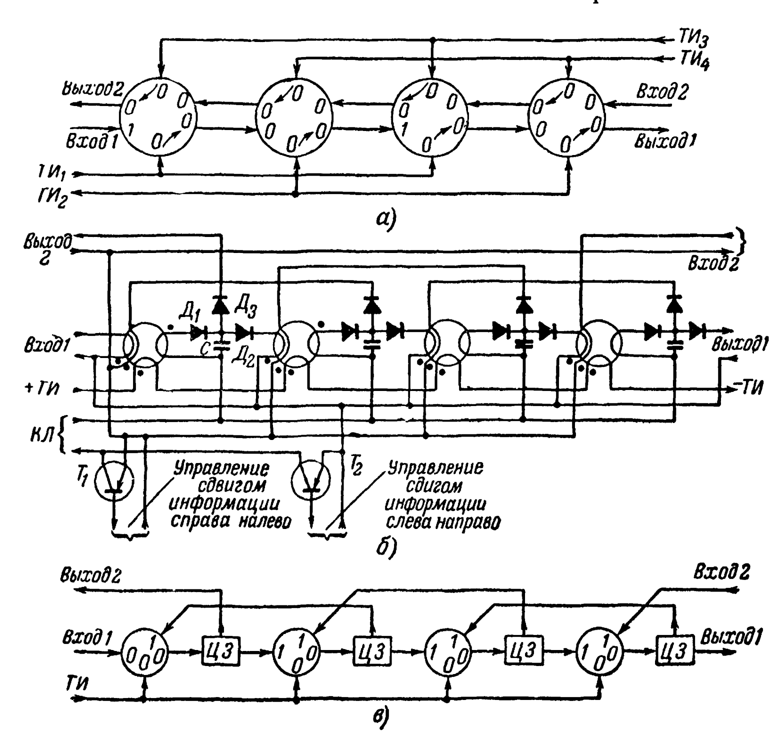


Рис. 48. Реверсивные регистры сдвига.

а — двухтактный с расщепленными обмотками, *б* — однотактный с управляемой разрядной цепью, *в* — условное обозначение однотактного реверсивного регистра.

тактовых импульсов и большое число обмоток и диодов. Однако она обладает большим быстродействием, порядка (2—5) 10^5 переключений в секунду.

Более просто можно построить реверсивный регистр сдвига на базе элементов однотактного регистра сдвига, питаемого от одного источника тактовых импульсов. Схема такого регистра приведена на рис. 48,*б*. В ней реверсирование информации осуществляется двумя схемами

«И», роль которых выполняют транзисторы T_1 и T_2, управляемые потенциальными или импульсными сигналами. Последние должны поступать одновременно с замыканием ключевой цепи.

Управление транзисторами в первом случае можно осуществить от статического триггера, а во втором — от динамического триггера.

Рассмотрим рабогу схемы на рис. 48,*б*. Допустим, что транзистор T_2 открыт, а T_1 закрыт. Тогда информация, поступающая на вход *1*, будет сдвигаться через диод $Д_2$ слева направо. Если же будет открыт транзистор T_1, а T_2 закрыт, то информация, поступающая на вход *2*, будет сдвигаться через диод $Д_3$ справа налево. Блок-схема подобного регистра сдвига приведена на рис. 48,*в*.

Последняя схема по устройству является наиболее простой и надежной в работе и уступает первой схеме в быстродействии только на один порядок.

18. Управляющие и коммутирующие схемы

К управляющим и коммутирующим схемам относятся схемы разветвления, всевозможные ключевые схемы, например схемы «Запрет», «И», «ИЛИ», «НЕТ», триггерные и др. В большинстве рассматриваемых схем используются элементы одноходовых регистров сдвига.

Схемы разветвления служат для передачи информации с выхода одного магнитного элемента одновременно на ряд других элементов.

Разветвление информации можно осуществлять как последовательным, так и параллельным включением входов тех устройств, на которые поступает «разветвляемая» информация. На рис. 49,*а* показана схема последовательного разветвления выходного сигнала на два канала, а на рис. 49,*б* — схема параллельного разветвления. Как в том, так и другом случае разветвительная ячейка должна обладать достаточной выходной мощностью, необходимой для приведения в действие нескольких других ячеек. Обычно с одной ячейки можно разветвлять информацию на две-три другие подобные ячейки. При разветвлениях на большее число каналов необходимо повышать мощность разветвительной ячейки путем увеличения числа витков тактовой обмотки с одновременным увеличением емкости накопительного конден-

сатора или включать в точках разветвления усилительные транзисторы.

Схемы «Запрет» являются наиболее распространенными магнитными переключателями. Они служат для запрещения прохождения сигналов, поступающих в какое-либо устройство. Символ, применяемый для обозначения запрещающего входа, показан на рис. 50,*б*, где для указания запрещающего входа используется стрелка

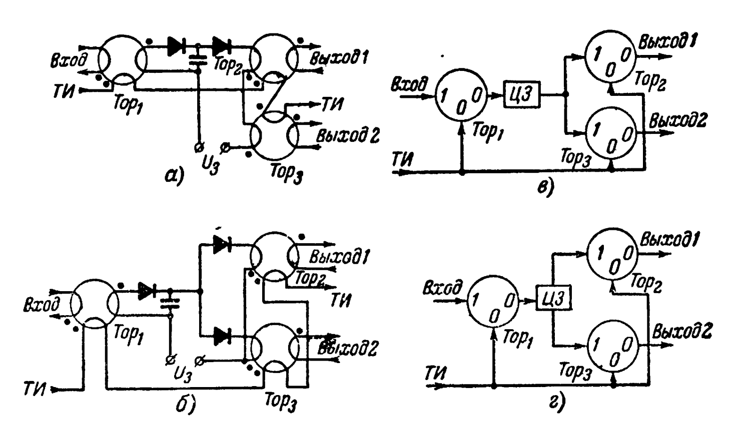


Рис. 49. Схемы последовательного (*а*) и параллельного (*б*) разветвления информации с магнитных торов и их условные обозначения (*в* и *г*).

с двумя перьями. Сигнал на выходе схемы «запрет» будет присутствовать только в том случае, если поступает сигнал на управляющий вход и отсутствует сигнал на запрещающем входе.

Если на вход схемы рис. 50,*а* сигнал (импульсный) подается непрерывно, то функция схемы «Запрет» ничем не отличается от функции схемы инвертора («НЕ»). Так как в этой схеме при наличии сигнала на запрещающем входе сигнал на выходе будет отсутствовать (и наоборот), поэтому, так же как и в схеме «НЕ», будет иметь место переворачивание фазы сигнала, поступающего на запрещающий вход, который в этом случае становится управляющим входом.

Различие между элементами «Запрет» и инверторами заключается главным образом в разных точках зрения, с которых эти элементы рассматриваются, хотя эти

устройства различаются и физически. Схемы «Запрет» более приспособлены к использованию кратковременных сигналов — импульсов; инверторы же более удобны для длительных сигналов (потенциальных), получаемых, например, на выходе статических триггеров (рис. 7,*а*). В функциональной структуре любого переключающего устройства обе схемы фактически взаимозаменяемы.

Схемы «Запрет» импульсного типа на магнитных торах могут быть построены на различных принципах, например на принципе компенсации магнитных потоков,

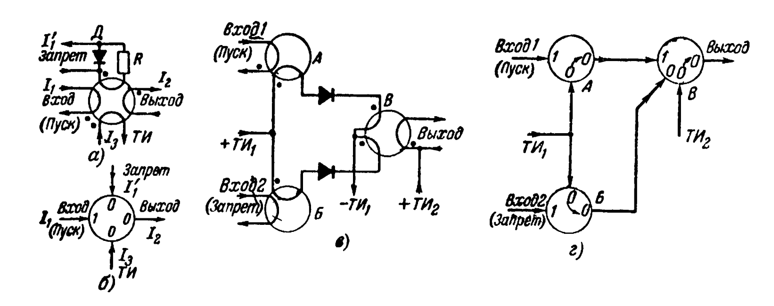


Рис. 50. Схемы „Запрет".

а — схема, основанная на компенсации магнитного потока; *б* — ее условное обозначение; *в* — схема, построенная на базе контура связи с расщепленной обмоткой; *г* — ее условное обозначение.

компенсации выходного напряжения при помощи дополнительного тора, на принципе шунтирования выхода устройства открытым транзистором.

Рассмотрим работу схемы, основанную на первом принципе (рис. 50,*а*). Допустим, что тор входным сигналом I_1 переключен в состояние «1». Тогда при поступлении тактового импульса I_3 тор переключится в состояние «0», и на выходной обмотке появится сигнал I_2. Если надо не допустить прохождения входного сигнала на выход схемы, то одновременно с входным сигналом на специальный вход подается запрещающий сигнал I'_1. Магнитный поток от запрещающего сигнала имеет направление, противоположное направлению магнитного потока, создаваемого входным сигналом. В результате тор под действием входного сигнала не переключается и, следовательно, управляющий сигнал на выходе отсутствует.

Цепочка $RД$ служит для ослабления обратного потока информации, возникающего в запрещающей обмотке при переключении тора в состояние «1» входным сигналом (последний мог бы воздействовать на устройство «Запрет», когда в нем отсутствует запрещающий сигнал).

Наличие цепочки $RД$ ведет к увеличению потерь как при записи «1», так и при запрете и является существенным недостатком схемы

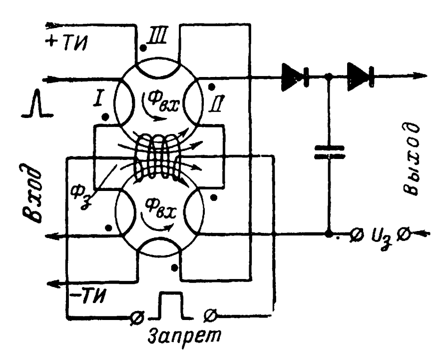


Рис. 51. Схема „Запрет", основанная на принципе компенсации магнитных потоков в магнитных усилителях.

От этого недостатка свободна схема, показанная на рис. 50,*в*, которая тоже основана на принципе компенсации магнитных потоков, но содержит контур связи, имеющий расщепленную обмотку. Здесь запрет осуществляется дополнительным тором *Б*, на который подается запрещающий сигнал одновременно с подачей на тор *А* входного сигнала. При поступлении тактового импульса переключаются оба тора *А* и *Б* и в результате этого изменение магнитного потока в торе *В* не происходит.

Если «Запрет» необходимо осуществлять от потенциальных сигналов, например, током открытого транзистора триггера, можно рекомендовать схему, построенную по принципу магнитных усилителей (рис. 51), в которой запрещающая обмотка охватывает оба сердечника. При поступлении входного сигнала оба тора переключаются в состояние «1». Индуктируемые каждым тором

э. д. с. в запрещающей обмотке имеют противоположное направление и, следовательно, друг друга компенсируют; то же происходит и при поступлении тактового импульса. Благодаря этому исключается обратный поток информации по запрещающему входу.

При подаче запрещающего сигнала оба тора доводятся до такого насыщения, при котором магнитные потоки, создаваемые входным или тактовым импульсами, не вызывают перемагничивания торов в противоположном на-

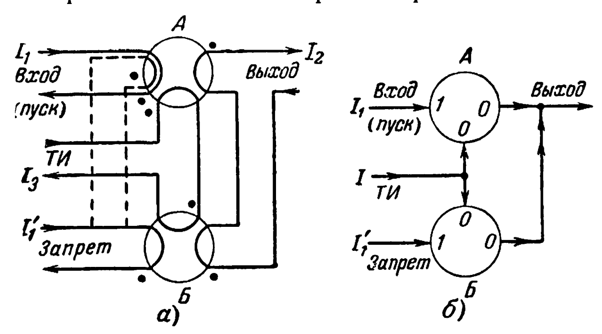


Рис. 52. Схема „Запрет“, основанная на принципе компенсации выходного напряжения (*а*), и ее условное обозначение (*б*).

правлении, и тем самым исключается прохождение входного сигнала на выход схемы.

В данной схеме можно применять тороидальные ферритовые сердечники любого типа, например марки Л-2 с наружным диаметром $d_н=3$ *мм*, числа витков в обмотках на каждом торе: I—15, II—20, III—5 (при $I_{т.и}=$ $=0{,}5$ *а*); запрещающая обмотка содержит 40 витков при токе открытого триода триггера, равном 20—30 *ма*.

Чтобы на работу схемы не влиял разброс времени перемагничивания торов, запрещающую обмотку необходимо шунтировать сопротивлением порядка 50—100 *ом*, которое за счет уравнительного тока, протекающего по сопротивлению, будет осуществлять замедление перемагничивания того тора, который раньше начал перемагничиваться.

Схема «Запрет», основанная на компенсации выходного напряжения, приведена на рис. 52,*а*. В ней при подаче входного сигнала переключается только основ-

ной тор *А*. При одновременном поступлении входного и запрещающего сигналов переключаются основной и дополнительный (*Б*) торы. Возникающие при этом в выходных обмотках э. д. с. компенсируют друг друга.

Недостатком схемы является возможность возникновения напряжения помехи во время переключения запрещающего тора при отсутствии входного сигнала. Чтобы устранить этот недостаток, необходимо последовательно

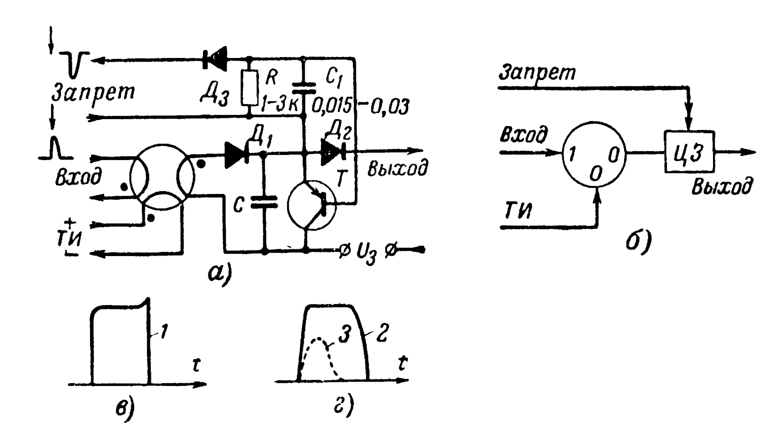


Рис. 53. Схема „Запрет", основанная на шунтирующем действии выхода схемы транзистором (*а*), ее условное обозначение (*б*), форма импульсов тока (*в*) и напряжений (*г*):

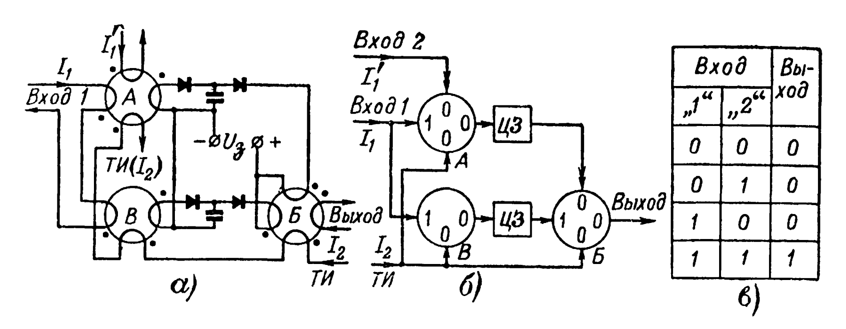
1—форма тактового импульса; *2*—форма импульса напряжения на конденсаторе *С* в отсутствие „Запрета", *3*—то же в момент „Запрета".

с входной обмоткой запрещающего тора включать такую же обмотку на основном торе, как показано пунктиром на рис. 52,*а*. Тогда тор *А* также будет переключаться в состояние «1», и в результате этого будет происходить компенсация напряжения как при записи, так и при считывании «1».

Достоинство схемы «Запрет», основанной на компенсации напряжения, состоит в том, что в ней запрещающий тор является также тором компенсации помех.

Схема «Запрет», основанная на шунтирующем действии выхода схемы, приведена на рис. 53,*а*. В ней шунтирование осуществляется транзистором, который откры-

вается запрещающим импульсом, поступающим в момент действия тактового импульса. Чтобы при шунтировании выходной обмотки тора открытым транзистором не происходило замедление скорости переключения тора, параллельно входу транзистора включают конденсатор C_1, который на некоторое время задерживает открывание транзистора и тем самым разряд конденсатора C цепи задержки происходит почти в отсутствие пополнения его энергией, к тому же конденсатор C_1 интегрирует помехи, поступающие с запрещающего входа. Диод $Д_3$ предот-



Вход „1"	Вход „2"	Выход
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Рис. 54. Схема „И" на магнитных торах, работающая в два такта (*а*), ее условное обозначение (*б*) и таблица, поясняющая работу схемы (*в*).

вращает разряд конденсатора C_1 через источник запрещающих импульсов. Форма напряжения на конденсаторе C показана на рис. 53,*г*.

Питать управляющую цепь запрещающего транзистора можно от специальных обмоток, расположенных на соответствующих торах логических схем и соединенных между собой последовательно или параллельно — через диоды или от специального дополнительного тора.

Некоторые из этих способов управления транзистором применены в схеме на рис. 69.

Основное достоинство этой схемы состоит в том, что в ней полностью исключаются взаимные связи через цепи «Запрет», недостатком же является наличие дополнительного транзистора. Однако простота налаживания схемы, нечувствительность к разбросу параметров входящих в нее элементов, а также экономичность

схемы по току управляющих импульсов вполне оправдывают наличие дополнительного транзистора.

Схема совпадения, реализующая логическую операцию «И», приведена на рис. 54. В исходном состоянии все торы тактовыми импульсами переключены в состояние «0». Допустим, что в промежуток между тактовыми импульсами информация поступила только на вход *1*. В торах *А* и *В* запишется «1». После поступления тактового импульса на тор *Б* поступят как пусковой (с тора *В*), так и запрещающий (с тора *А*) сигналы. Сигнал на выходе не появится; то же будет и при

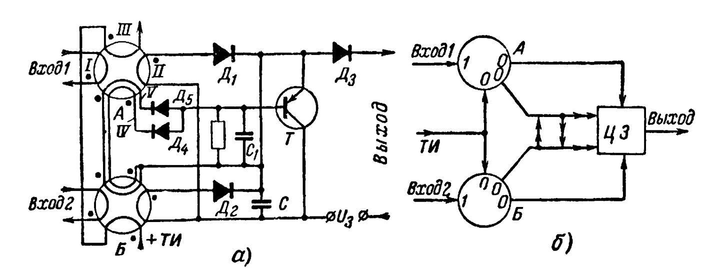


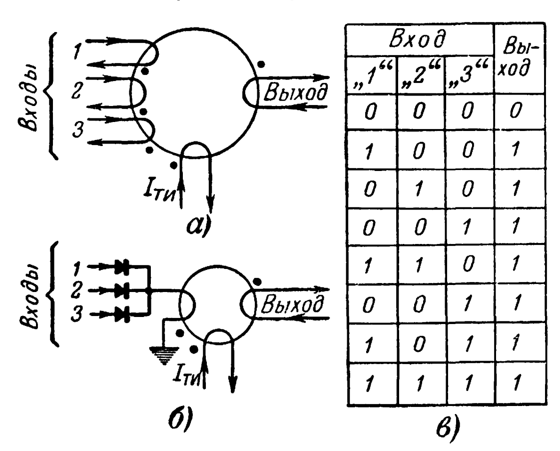
Рис. 55. Схема „И" на магнитных торах, работающая в один такт (*а*), и ее условное обозначение (*б*).

поступлении сигнала только на вход *2*. Если же одновременно поступят сигналы на оба входа, тогда тор *А* останется в состоянии «0», а тор *В* переключится в состояние «1». При поступлении тактового импульса тор *В* переходит в исходное состояние и по окончании тактового импульса переключает тор *Б*, который в следующий такт выдаст импульс на выход схемы.

Другой вариант схемы «И», основанный на запрете с шунтированием и работающий в один такт, представлен на рис. 55. При поступлении информации только на вход *1* переключается в состояние «1» сердечник *А*, который при поступлении тактового импульса переключается в исходное состояние и возбуждает э. д. с. в выходной обмотке. Под действием этой э. д. с. заряжается конденсатор *С* и одновременно открывается транзистор *Т*, подключенный к обмотке *V*. Последний шунтирует конденсатор *С* и сигнал на выходе схемы отсутствует. Аналогичным образом происходит запрет выход-

ного сигнала и при поступлении информации только на вход 2.

При одновременном поступлении информации по входам 1 и 2 переключаются оба тора А и Б, и тогда напряжения, возникающие в обмотках IV и V обоих торов при поступлении тактового импульса, взаимно компенсируются. Транзистор в этом случае не открывается и запрета выходному сигналу не происходит. Таким об-



Вход			Выход
„1“	„2“	„3“	
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1
0	0	1	1
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	1
1	1	1	1

Рис. 56. Собирательная схема „ИЛИ“.
а — с разделенными входными обмотками; *б* — с разделением входов посредством диодов. *в* — таблица, поясняющая работу схемы.

разом, схема имеет двойной последовательный запрет: первый компенсационный и второй шунтирующего действия. Достоинство схемы состоит в том, что конденсатор С накапливает энергию, получаемую от двух торов.

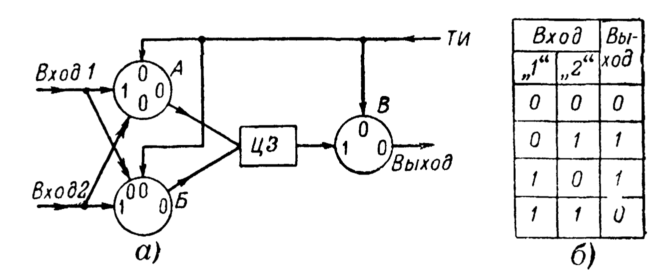
С о б и р а т е л ь н а я с х е м а. Схема, реализующая логическую операцию «ИЛИ», образуется добавлением входных обмоток к тору (рис. 56,*а*) или путем параллельного подсоединения входов к одной обмотке через диоды (рис. 56,*б*), исключающие взаимное влияние между входами.

Работает схема следующим образом. Допустим, что на один из входов или на несколько входов одновременно поступила информация. Тогда в торе записывается «1» (исходным состоянием является «0»). При поступ-

лении тактового импульса $I_{т.и}$ тор возвращается в исходное состояние. При этом на выходе схемы появится сигнал положительной полярности.

Схема несовпадения, реализующая логическую операцию «НЕТ», дает на выходе напряжение тогда, когда только на один из входов подан управляющий импульс тока. Эту логическую операцию часто называют «ИЛИ — НЕТ», или «ИСКЛЮЧЕННОЕ ИЛИ».

Схема двух несовпадений, основанная на компенсации магнитных потоков, приведена на рис. 57. Допустим, что



Вход „1"	Вход „2"	Выход
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 57. Схема несовпадения „НЕТ", основанная на компенсации магнитных потоков (*а*), и таблица, поясняющая работу схемы (*б*).

информация поступила на вход *1*. Тогда в торе *А* запишется «1», а в торе *Б* — «0». При поступлении тактового импульса тор *А* придет в исходное состояние и выдаст сигнал для записи в тор *В*, который является входным тором следующей схемы. Если же сигналы поступят по обоим входам *1* и *2*, тогда в каждый входной тор *А* и *Б* поступят как основной, так и запрещающий сигналы. Состояние торов не изменяется. Сигнал на выходе будет отсутствовать. Таким образом выполняется логическая операция «НЕТ».

Другой вариант схемы «ИЛИ — НЕТ», основанный на компенсации выходного напряжения, приведен на рис. 58. При поступлении информации на вход *1* заряд конденсатора *С* происходит через диод $Д_2$, а при поступлении информации на вход *2* — через диод $Д_1$. При поступлении информации одновременно на оба входа переключаются оба тора. Напряжения, индуктируемые в вы-

ходных обмотках при поступлении тактового импульса, взаимно компенсируются и сигнал на выходе отсутствует.

Схема получения обратного кода. Предположим, что с выхода регистра сдвига снимается по-

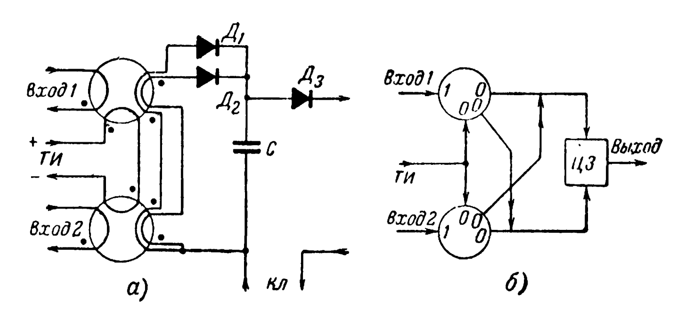


Рис. 58. Схема несовпадения „НЕТ", основанная на компенсации выходного напряжения (*а*), и ее условное обозначение (*б*).

следовательность импульсов, соответствующая двоичному числу 1001 («1» — наличие выходного сигнала, «0» — отсутствие сигнала). От этого кода, называемого прямым, должен переключаться, например, триггер *Т*. От «1» триггер сработает, а от «0» не сработает. Поэтому,

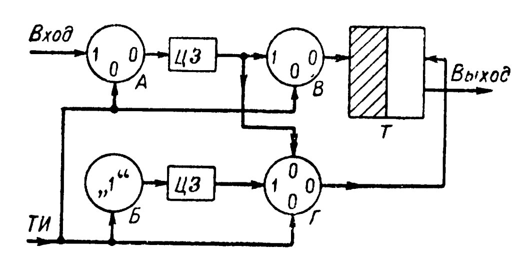


Рис. 59. Схема получения обратного кода.

чтобы переключение происходило как от «1» (в одно устойчивое состояние), так и от «0» (в другое устойчивое состояние) необходимо на один из входов триггера подать прямой код, а на другой — обратный. Для приведенного числа обратным кодом является число 0110.

Схема получения обратного кода изображена на

рис. 59. Тор *А* — входной, являющийся выходным тором какого-либо устройства. Тор *Б* — датчик единиц, служит для непрерывного получения из тактовых импульсов коротких импульсов (аналогичных импульсам, получаемых на выходе второго тора). Тор *В* — выходной, прямого кода; тор *Г* — выходной, обратного кода.

Непрерывное получение «единиц» с датчика *Б* осуществляется за счет того, что тор через специальную, так называемую подмагничивающую обмотку намагничен постоянным током в состояние «1». Поэтому при поступлении каждого тактового импульса тор перемагничивается в состояние «0» и выдает считываемую «1».

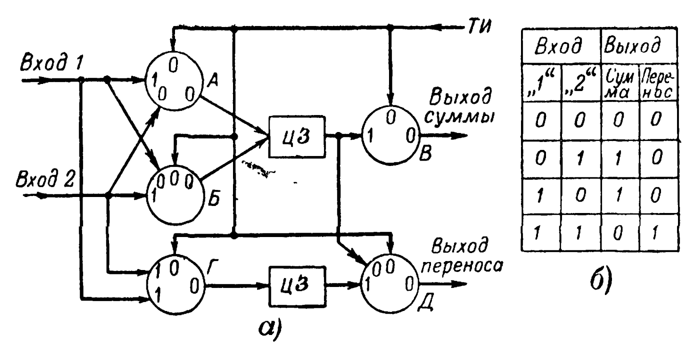
Датчик «единиц» на блок-схемах обозначается кружочком с «1» в центре. Подмагничивающая обмотка не рисуется, так как датчик «1» при применении торов с обычной петлей гистерезиса, например оксиферовых, может быть и без подмагничивающей обмотки.

Рассмотрим работу схемы. Допустим, что входной сигнал отсутствует и тор *А* находится в состоянии «0». Следовательно, при прохождении тактового импульса э. д. с. в выходных обмотках торов *А* и *В* равны нулю. С датчика «единиц» (тор *Б*) при каждом прохождении тактового импульса выдается импульс для переключения тора *Г* в состояние «1». Напряжение, возникающее на выходе тора *Г* (обратный код), воздействует на правую сторону триггера.

При поступлении входного сигнала происходит переключение тора *А*. Возникающее на его выходе от тактового импульса напряжение посылает в тор *Г* запрещающий сигнал и в то же время записывает «1» в тор *В*. Переключение тора *Г* от датчика «1» не происходит. Импульс напряжения, появляющийся на выходе тора *В* (прямой код), поступает на левую сторону триггера.

Одноразрядный сумматор, предназначенный для суммирования чисел в двоичном выражении, может быть выполнен по схеме, изображенной на рис. 60. Он состоит из схемы «НЕТ», образованной торами *А*, *Б* и *В*, и схемы «И», образованной торами *Г* и *Д*. Сложение чисел осуществляется за три периода тактовых импульсов.

Схема имеет два входа *1* и *2*, по которым поступают числа (сигналы), подлежащие суммированию, и два



Вход		Выход	
„1“	„2“	Сумма	Перенос
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Рис. 60. Одноразрядный сумматор.
а — блок-схема; *б* — таблица, поясняющая работу схемы.

выхода, на одном из которых получается «сумма», а на другом — «перенос» в высший разряд. Работа схемы аналогична работе рассмотренных схем «И» и «НЕТ».

19. Триггерные схемы на магнитных сердечниках

Триггерные схемы могут быть построены как на элементах двухходового, так и на элементах одноходового регистра сдвига. Например, триггерную схему можно образовать из схемы, приведенной на рис. 32, если замкнуть обратной связью не четыре, а только два тора.

Особый интерес представляют триггеры, построенные на основе элементов одноходового регистра. Эти элементы позволяют получить «замкнутое кольцо» всего на одном торе (рис. 61,*а*). Управление триггером осуществляется посредством «разрешающей» (входной) и «запрещающей» обмоток.

Схемы триггера с двумя входами и выходами можно получить, если объединить вместе две кольцевые схемы. Схема такого триггера, приведенная на рис. 61,*в*, работает следующим образом. При поступлении управляющего сигнала только на вход *1* импульсы будут появляться непрерывно на выходе *1*. При подаче сигнала только на вход *2* импульсы с выхода *1* переключатся на выход *2*.

В этой схеме ампер-витки, создаваемые во входных обмотках, должны быть в 2 раза больше ампер-витков, создаваемых запрещающими обмотками.

Следует заметить, что если в спусковых схемах на лампах или на полупроводниковых триодах уровни напряжения и тока от момента одного переключения до другого момента остаются неизменными и могут быть легко распознаны статически, то в магнитных триггерах выходные уровни имеют импульсный характер. Поэтому спусковые устройства и все другие схемы на маг-

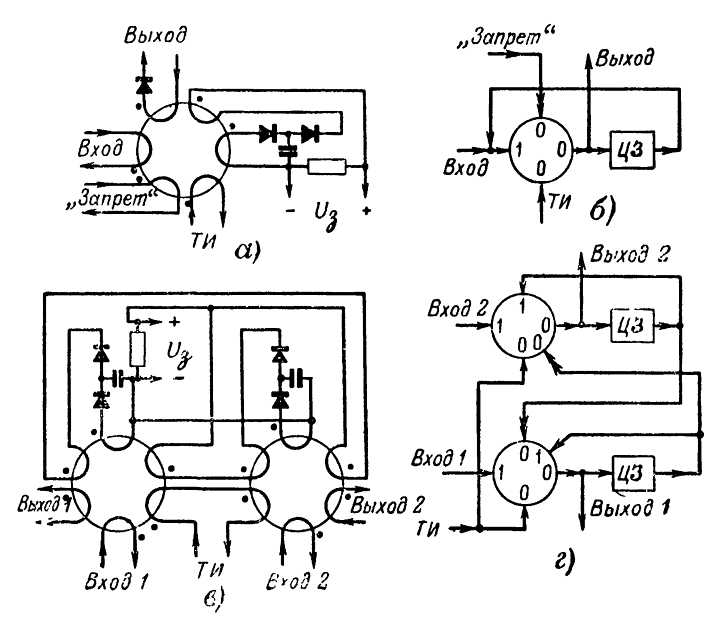


Рис. 61. Схемы динамических триггеров.

а — с одним входом и одним выходом, *б* — условное обозначение схемы; *в* — с двумя входами и двумя выходами; *г* — условное обозначение схемы.

нитных элементах с прямоугольной петлей гистерезиса являются динамическими.

Триггеры со счетным входом на ферритах, так же как и на транзисторах, должны переходить из одного устойчивого состояния в другое под действием каждого управляющего импульса. Одна из таких схем приведена на рис. 62.

Допустим, что триггер находится в исходном состоянии — сигналы на обоих выходах отсутствуют. При поступлении первого счетного импульса тор *А* переклю-

чается в состояние «1» и после поступления тактового импульса выдает на выходе *1* сигнал, от которого одновременно переключается в состояние «1» тор *Б*. Последний замкнут в кольцо и, следовательно, будет непрерывно выдавать на выходе *2* импульсы, указывающие, что триггер находится в переключенном состоянии, до тех пор, пока не поступит следующий счетный импульс.

При поступлении второго счетного импульса тор *А* повторно переключается в состояние «1» и в момент действия тактового импульса выдает запрещающий

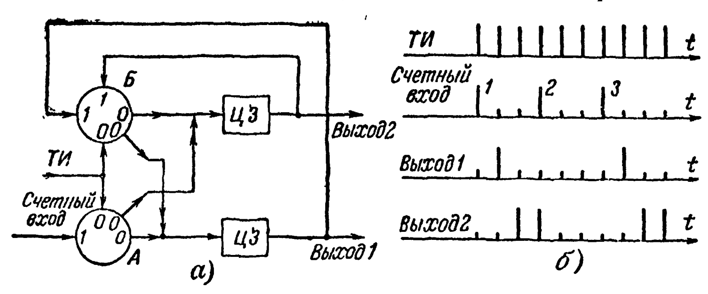


Рис. 62. Схема триггера со счетным входом и двумя выходами (*а*) и временные соотношения импульсов в основных узлах схемы (*б*).

импульс в тор *Б*, который в свою очередь посылает запрещающий сигнал на выход тора *А*. Сигналы на обоих выходах будут отсутствовать. Временные соотношения импульсов, получаемых в схеме, показаны на рис. 62,*б*.

Таким образом, на выход *1* будут поступать импульсы через один счетный импульс. Этот выход может быть использован для управления последующими счетными триггерами.

Если же в рассмотренной схеме выход *2* не требуется, то в этом случае оба выхода объединяются и соответственно освобождается одна из обмоток, устанавливающая тор *Б* в состояние «1».

Другой вариант схемы триггера со счетным входом и двумя выходами представлен на рис. 63. В ней «Запрет» осуществляется в момент записи «1».

Триггеры со счетным входом могут быть построены также на феррит-транзисторных ячейках по схемам, приведенным на рис. 64,*а* и 64,*б*; первая — с установкой «0» (исходного состояния), вторая — с запретом.

Первая схема представляет собой однотактный регистр сдвига, состоящий из двух ячеек, замкнутых в кольцо. Временное хранение информации при переписывании информации с одного тора на другой осуществляется за счет неосновных носителей, накапливаемых в базах транзисторов.

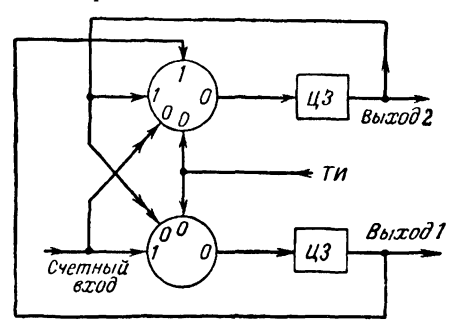


Рис. 63. Счетный триггер с двумя выходами и „Запретом" в момент записи „1".

Во второй схеме тор A — датчик «1» (ферритовый тор с подмагничиванием от напряжения $U_{см}$) выдает на выход импульсы с приходом каждого счетного импульса и стремится открыть транзистор T. Если тор $Б$ находился в состоянии «0», то с приходом первого счетного импульса он переключается в состояние «1» и выдает на транзистор запрещающий сигнал. При поступлении следующего счетного импульса состояние тора $Б$

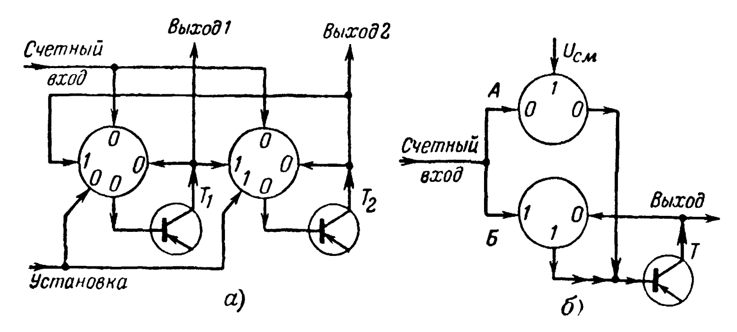


Рис. 64. Счетные триггеры на феррит-транзисторных ячейках.
а — с установкой исходного состояния; *б* — с запретом.

не изменяется и тогда от сигнала, поступающего с тора *А*, транзистор открывается и переключает тор *Б* в состояние «0».

Счетный феррит-транзисторный триггер может быть построен и на одном сердечнике. Одна из таких схем представлена на рис. 65,*а*, где изображены две ступени двоичного счетчика. В этой схеме задержка счетных импульсов осуществляется за счет неосновных носителей, накапливаемых в плоскостных германиевых или кремниевых диодах (см. § 1), следующим образом.

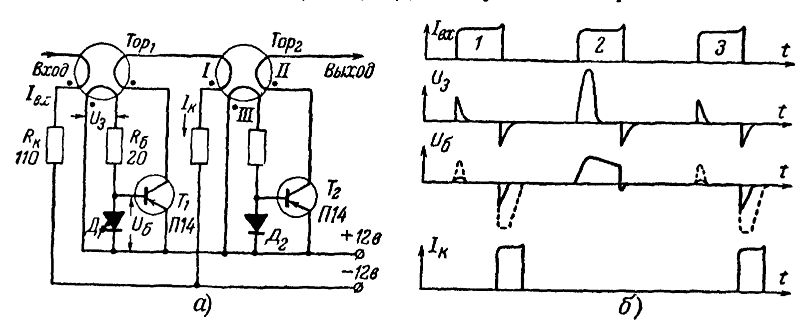


Рис. 65. Схема счетного феррит-транзисторного триггера на одном сердечнике с задержкой за счет неосновных носителей, накапливаемых в плоскостном диоде (*а*), и временные соотношения импульсов в схеме (*б*).

Допустим, что тор *1* находится в состоянии «1». Тогда при поступлении первого счетного импульса (см. на рис. 65,*б* $I_{вх}$) в обмотках тора, например в обмотке *III*, возникают импульсы помех $U_з$ как от фронта импульса, так и от спада. Амплитуда импульсов помех выбирается (за счет соответствующего выбора числа витков обмотки *III*) такой величины, при которой они оказываются способными управлять транзистором. Обмотка *III* подключена к базе транзистора так, что он открывается от спада управляющего тока $I_{вх}$ и по цепи обратной связи (через обмотку *II*) устанавливается регенеративный процесс. В результате этого процесса по цепи коллектора транзистора T_1 протекает импульс тока (на рис. 65,*б* отрицательное напряжение на базе, вызванное регенеративным процессом, показано пунктиром), от которого первый тор переключается в состояние «0».

При поступлении следующего счетного импульса первый тор из состояния «0» переключается в состояние «1». В этом случае от фронта входного импульса в обмотке *III* возникает значительной величины сигнал, который, проходя через сопротивление $R_б$ и прямое сопротивление диода $Д_1$, накапливает в последнем неосновные носители.

В результате действия неосновных носителей база транзистора T_1 оказывается запертой положительным потенциалом, и импульс помехи, возникающий от спада входного импульса, не воздействует на транзистор, а только лишь ускоряет удаление неосновных носителей, накопленных в диоде. Таким образом, транзистор триггера при поступлении второго счетного импульса остается закрытым.

Рассмотренная схема обладает высокой надежностью в работе и в то же время большим быстродействием (более 100 тыс. переключений в секунду). Так, например, схема триггера, собранная на ферритовом сердечнике типа Л-2, $d_н = 4$ *мм*, с обмотками *I* и *II* по 20 витков, *III*—30 витков и диодом ДГ-Ц22 или Д202, надежно работает при напряжении источника питания от 3 до 25 *в*. Существенный недостаток схемы состоит в том, что каждая счетная ступень дает задержку выходного импульса на время, равное длительности управляющего импульса.

Рассмотрим другой вариант феррит-транзисторного триггера, который в последнее время широко применяется в счетных устройствах. Схема подобного устройства, состоящего из трех триггеров, каждый из которых выполнен на одном транзисторе и одном торе, приведена на рис. 66. В ней на входе на всю цепочку триггеров добавляется один общий транзистор T_1.

Рассмотрим работу устройства. Допустим, что все триггерные ступени находятся в исходном состоянии — все торы переключены в состояние «0». Первый счетный импульс, поступающий на вход схемы, открывает транзистор T_1. Через открытый транзистор и обмотку *I* первого тора протекает зарядный ток конденсатора C_1. Однако, направление зарядного тока таково, что состояние этого и последующих торов не изменяется.

По окончании входного импульса транзистор T_1 закрывается и конденсатор C_1, заряженный до напряже-

ния источника питания (15 *в*), разряжаясь по цепи: обмотка *I* первого тора и сопротивление R_1, переключает тор$_1$ в состояние «1».

При поступлении второго счетного импульса конденсатор C_1 вновь заряжается и в этом случае зарядным током переключается первый тор из состояния «1» в состояние «0». Возникающим в обмотке *III* напряжением транзистор T_2 переводится в открытое состояние. Происходит заряд конденсатора C_2, относящегося ко второй счетной ступени, однако при этом состояние тора *II* не изменяется, так как он находился в состоянии «0». Ко-

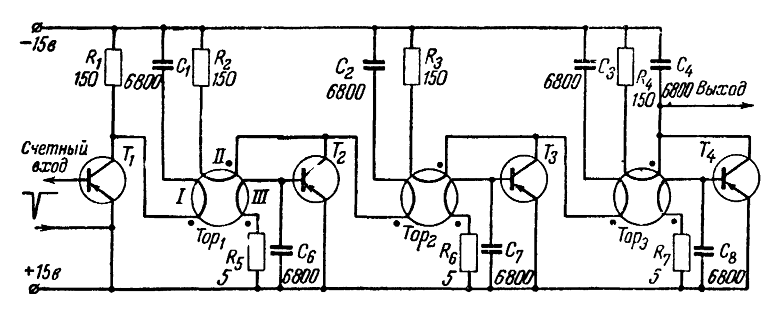


Рис. 66. Схема трехступенчатого счетчика на ферриг-транзисторных триггерах с запретом за счет разрядного тока конденсатора.

гда транзисторы T_1 и T_2 начинают закрываться, конденсатор C_1 разряжается через обмотку *I* первого тора и сопротивление R_1; конденсатор C_2 разряжается через обмотку *I* второго тора, обмотку *II* первого тора и сопротивление R_2. Направления разрядных токов таковы, что магнитные поля в первом торе вычитаются, и тор остается переключенным в состояние «0», т. е. разрядным током конденсатора C_2 осуществляется запрет, основанный на компенсации магнитных потоков. В это время разрядным током конденсатора C_2 второй тор переключается в состояние «1». Таким образом выполняется условие работы схемы в счетном режиме.

Если на вход рассмотренной схемы будут поступать счетные импульсы, имеющие длительность, несколько превышающую время перемагничивания торов из состояния «0» в состояние «1», то конденсатор C_2 может не успевать заряжаться до напряжения источника питания и к тому же его разряд будет начинаться раньше,

чем конденсатора C_1. В результате этого произойдет нарушение запрещающего действия разрядного тока конденсатора C_2. Чтобы исключить указанный недостаток, необходимо произвести расширение импульса, передаваемого на транзистор T_2. Последнее осуществляется интегрирующей цепочкой, состоящей из сопротивления R_5 и конденсатора C_6. Эта цепочка не увеличивает длительность фронта импульса, так как последняя в основном определяется регенеративными свойствами схемы и увеличивает длительность спада импульса.

Вообще говоря, увеличение длительности импульса может быть вызвано также насыщением транзистора (см. § 1). Однако при наличии интегрирующей цепочки происходит некоторое сглаживание ложных сигналов, возникающих вследствие недостаточной прямоугольности гистерезисной петли магнитного тора.

Для схемы рис. 66 можно рекомендовать следующие данные (сердечники ферритовые типа К-132 или ВТ-5 $d_н = 3$ *мм*): обмотка *I* — 15 витков, обмотка *II* — 20 витков и обмотка *III* — 15 витков.

20. Кольцевые пересчетные схемы

Кольцевые пересчетные схемы на ферритовых торах нашли широкое применение в устройствах автоматики как в качестве счетных схем и делителей частоты, так и в качестве электронных коммутаторов — распределителей, т. е. устройств, обеспечивающих поочередное воздействие на различные электрические цепи.

С помощью подобных схем, соединяемых между собой в различном сочетании, можно построить весьма надежные в работе всевозможные синхрогенераторы, назначение которых — согласовывать во времени работу различных элементов автоматики. Очень часто синхрогенераторы применяют для получения на экранах осциллографических трубок масштабных сеток.

Простейшей кольцевой пересчетной схемой является регистр сдвига, замкнутый в «кольцо» (рис. 32,*а*). Основной задачей при построении кольцевых схем является запись начальных условий, при которых один из торов находится в состоянии «1», а остальные торы — в состоянии «0». Под действием каждого тактового импульса, стремящегося переключить все торы в состоя-

ние «0», записанная в один из торов «1» будет циркулировать по регистру сдвига, замкнутому в кольцо.

Начальная установка схемы в исходное состояние, т. е. запись «1» только в один из торов регистра сдвига, может производиться или вручную, или автоматически.

Один из способов ручной установки одного из торов в состояние «1» показан на рис. 32,*а*. При нажатии кнопки *Кн* от внешнего источника питания постоянного тока по дополнительным обмоткам *V*, соединенным меж-

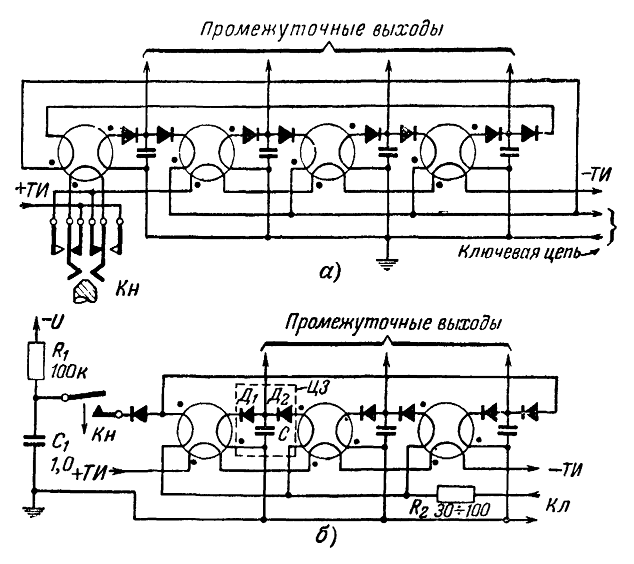


Рис. 67. Кольцевые коммутаторы с ручной установкой начальных условий при помощи тактового импульса (*а*) и разрядным током конденсатора (*б*).

ду собой последовательно, проходит подмагничивающий ток, от которого первый тор перемагничивается в состояние «1», а остальные — в состояние «0». При отпускании кнопки записанная в первый тор «1» будет циркулировать по замкнутому кольцу и в результате этого на промежуточных выходах регистра сдвига будут получены импульсы, распределенные во времени и пространстве и имеющие частоту, кратную частоте тактовых импульсов (см. рис. 28,*б*).

Запись начальных условий без введения в схему дополнительных обмоток можно осуществить по схеме рис. 67,*а*, в которой при нажатии кнопки записи «1» *Кн*

изменяется направление тактового импульса в обмотке одного из торов. При отпускании кнопки записанная «1» будет циркулировать по регистру сдвига, замкнутому в кольцо. Этот способ записи «1» может быть рекомендован в тех случаях, когда допустимо прерывание тактовой цепи.

На рис. 67,*б* показана запись начальных условий без прерывания тактовой цепи и без дополнительных обмоток. При нажатии кнопки *Кн* конденсатор C_1, заряженный до напряжения источника питания, в момент замыкания ключевой цепи разряжается на входную обмотку первого тора и тем самым переключает его в состояние «1». Записанная таким образом «1» под действием тактовых импульсов будет передвигаться вдоль регистра сдвига, замкнутого в кольцо.

Дальнейшее удержание кнопки в нажатом состоянии на работу схемы не влияет. Однако при повторном нажатии кнопки в регистр сдвига может быть записана вторая «1», от которой работа схемы будет нарушена. Чтобы этого не происходило, надо построить схему регистра сдвига в энергетическом отношении так, чтобы в нем могла циркулировать только одна «1». Последнее осуществляется включением в один из проводов ключевой цепи сопротивления R_2 величиною 30—100 *ом*.

Это же сопротивление служит для устранения влияния помех, возникающих из-за недостаточной прямоугольности гистерезисной петли магнитного материала, так как при протекании по сопротивлению R_2 разрядного тока конденсатора *С* цепи задержки *ЦЗ*, заряженного до напряжения основного сигнала, создается падение напряжения, препятствующее (запирающее) прохождению токов, вызванных напряжением помех.

Автоматическая запись начальных условий в регистр сдвига осуществляется от специально устанавливаемого датчика «1», выход которого управляется одной из рассмотренных выше схем «Запрет».

Наиболее простая кольцевая счетная схема с автоматической начальной установкой, осуществляемой схемой «Запрет», основанной на компенсации магнитных потоков (рис. 50,*а*), приведена на рис. 68,*а*. Она состоит из датчика «1» (первый тор), регистра сдвига (торы второй — четвертый) и пятого тора, компенсирующего помехи при считывании «1» с торов регистра сдвига.

Схема работает следующим образом. При поступлении первого тактового импульса происходит считывание «1» с датчика «1» и заряд конденсатора C цепи задержки. По окончании тактового импульса происходит замыкание ключевой цепи и переключение второго тора в состояние «1».

В момент действия следующего тактового импульса происходит переписывание информации со второго тора во вторую цепь задержки, а с датчика «1» — в первую

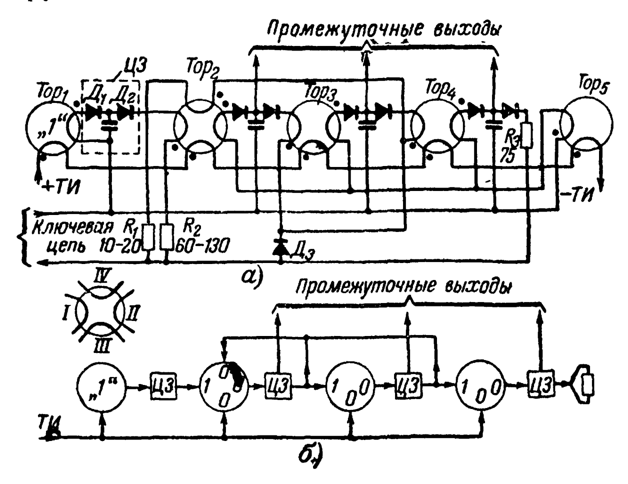


Рис. 68. Схема кольцевого коммутатора с автоматической установкой начальных условий при помощи схемы „Запрет", основанной на компенсации магнитных потоков (*а*), и условное обозначение схемы (*б*).

цепь задержки. В момент открывания ключевой цепи информация списывается с первой цепи задержки на входную обмотку второго тора и со второй цепи задержки на входную обмотку третьего тора, последовательно с которой включена запрещающая обмотка *IV* второго тора. Во втором торе магнитные потоки, создаваемые токами, протекающими по обмоткам *I* и *IV*, взаимно компенсируются и тем самым осуществляют запрещение переключения второго тора.

В следующий такт аналогично рассмотренному произойдет передвижение «1» по регистру сдвига, при котором второй тор также остается в прежнем состоянии. И только с поступлением четвертого тактового импуль-

са во второй тор повторно запишется «1», и цикл работы схемы будет повторяться снова, выдавая на промежуточные выходы импульсы, распределенные во времени и пространстве с циклом повторения, равным трем.

Установка дополнительного четвертого тора вызвана необходимостью получения третьего промежуточного выхода при использовании схемы в качестве кольцевого коммутатора.

В случае применения схемы в качестве счетной схемы четвертый тор не нужен и вместо его входной обмотки включается сопротивление.

В рассмотренной схеме при применении ферритовых сердечников типа К-132, К-65, ВТ-5 с наружным диаметром 3 *мм* можно рекомендовать следующие данные: обмотка *I*—30 витков (для второго тора — 25 витков), обмотка *II* — 45 витков, обмотка *III* — 8 витков (для тактовых импульсов тока 0,5—0,7 *а*) и обмотка *IV* (запрещающая) — 35 витков. Диоды — германиевые, точечные, типа Д9 с прямым сопротивлением не более 30 *ом* (измеренным на уровне 1 *в*). Датчик «1» выполнен на оксиферовом сердечнике, $\mu=2\,000$, $d_н=7$ *мм*, обмотка *II* — 130 витков, обмотка *III* — 5 витков. Емкость конденсатора цепи задержки 0,025 *мкф*.

Схема с коэффициентом деления, равным 5—8, устойчиво работает при изменении напряжения источника питания блокинг-генератора от 5 до 25 *в* (окружающая температура $+20°$ С). При больших коэффициентах деления устойчивость работы делителя значительно понижается, так как при этом возрастает суммарная величина токов помех в запрещающей обмотке второго тора.

На рис. 69 приведен ряд практических схем кольцевых коммутаторов с автоматической начальной установкой, осуществляемой схемой «Запрет», основанной на шунтирующем действии выхода датчика «1» транзистором.

В схеме рис. 69,*а* запрещающий транзистор *T* в момент действия тактового импульса управляется импульсами, получаемыми с дополнительных обмоток, размещенных на каждом торе. Эти обмотки соединены последовательно. Компенсация суммирующихся в них помех осуществляется обмоткой *IV* компенсационного четвертого тора. Число витков на компенсационной обмотке

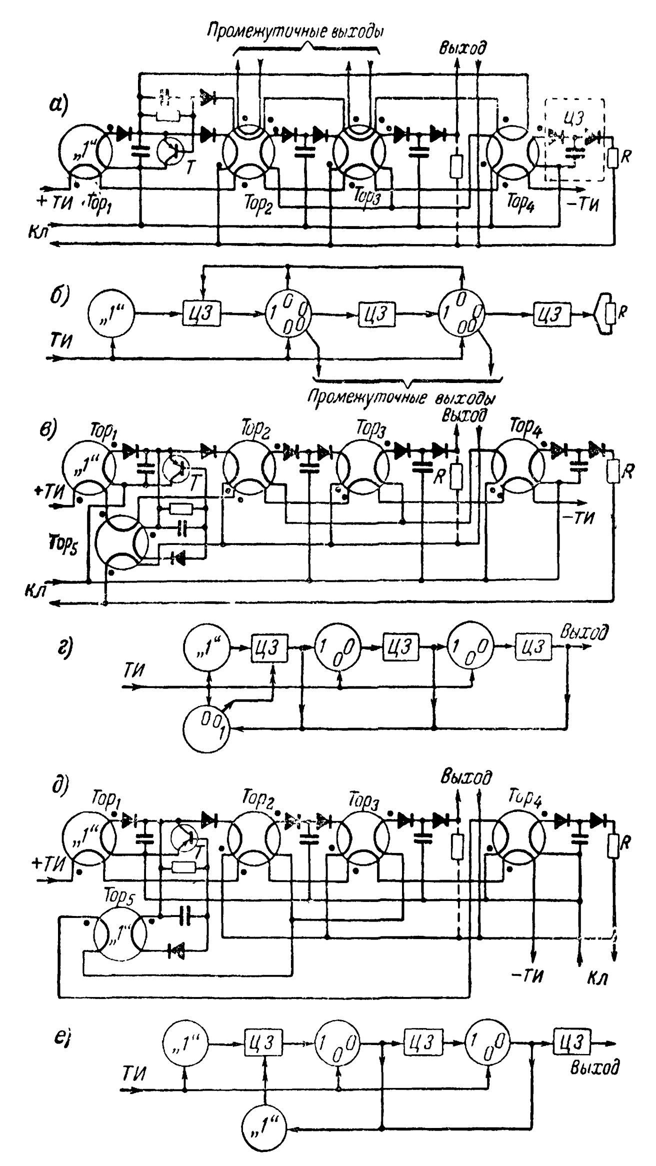


Рис. 69. Схемы кольцевых коммутаторов с автоматической начальной установкой.

а — схема коммутатора с управлением с помощью последовательно соединенных обмоток; *в* — схема коммутатора с управлением с помощью дополнительного тора, переключаемого при записи „1"; *д* — схема коммутатора с управлением запрещающим транзистором через датчик „1" в момент считывания „1"; *б, в, г* — условные обозначения.

выбирается равным или несколько превышающим сумму витков на обмотках, управляющих схемой «Запрет».

На схеме рис. 69,*в* запрещающий транзистор управляется от дополнительного пятого тора, входная обмотка которого (нижняя) включена последовательно с входными обмотками второго и третьего торов регистра сдвига и балластным сопротивлением *R*. При поступлении тактового импульса пятый тор переключается в состояние «0» и выдает управляющий сигнал на запрещающий транзистор *Т*.

Недостаток этой схемы тот же, что у схемы на рис. 68, т. е. трудно устранить влияние суммирующейся помехи во входной обмотке пятого тора.

Схема, не требующая установки управляющих обмоток на торах регистра сдвига и свободная от недостатка схемы на рис. 69,*в* приведена на рис. 69,*д*. В ней запрещающий транзистор *Т* управляется через трансформатор (датчик «1» — пятый тор) зарядным током конденсатора цепи задержки. Эта схема не чувствительна к токам помех, так как последние скомпенсированы четвертым тором. Поэтому схема допускает построение кольцевых коммутаторов со значительным коэффициентом пересчета, доходящим до 40—50.

21. Многорядные кольцевые пересчетные схемы

В тех случаях, когда кольцевые пересчетные схемы используются в качестве делителей частоты с большим коэффициентом деления, целесообразно применять схемы так называемых многорядных делителей частоты, которые состоят из отдельных делителей частоты, соединенных между собой соответствующим образом.

В зависимости от того, разлагается ли число, выражающее заданный коэффициент деления, на простые некратные множители, отдельные делители частоты соединяются между собой последовательно или параллельно.

Допустим, необходимо построить делитель частоты с коэффициентом деления, равным 60. Это число можно разложить на два множителя, например на 2 и 30, 3 и 20 или 6 и 10. Следовательно, делитель можно образовать из двух отдельных делителей частоты с соответствующими коэффициентами деления. В первом случае

потребовалось бы иметь в регистрах сдвига 32 тора, во втором — 23 и в третьем — 16. Очевидно, что наиболее экономичной схемой делителя частоты с точки зрения требуемого количества торов является схема, состоящая из двух отдельных делителей частоты с коэффициентами деления 6 и 10.

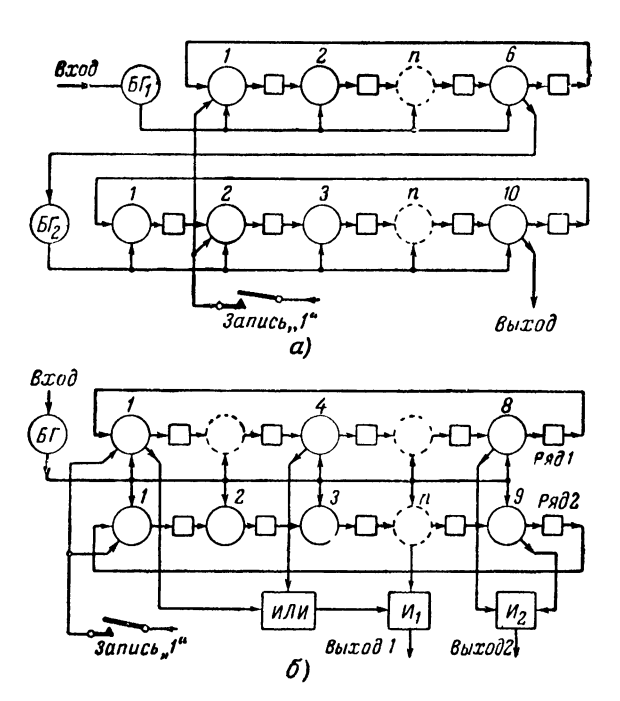


Рис. 70. Схемы многорядных делителей с последовательным включением отдельных делителей (*а*) и с параллельным включением (*б*).

Как же надо соединить эти отдельные делители? Так как коэффициенты деления 6 и 10 являются кратными (они могут быть сокращены на 2), то в этом случае оба отдельных делителя частоты для получения общего коэффициента равным 60 могут быть соединены только последовательно. Схема такого делителя частоты приведена на рис. 70,*а*.

Рассмотрим другой случай. Требуется построить делитель частоты с коэффициентом деления, равным 72.

Это число можно разложить на множители разными способами, например на 4 и 18, 6 и 12, 8 и 9. Очевидно, что наиболее экономичными множителями являются последние. Множители 8 и 9 не имеют общего делителя. В этом случае схемы соответствующих делителей частоты могут быть соединены между собой параллельно через общую схему «И», как показано на рис. 70,*б*. В этой схеме выходной сигнал появляется только и только тогда, когда одновременно поступают сигналы на оба входа схемы «$И_2$», т. е. через 72 такта управляющей частоты.

Если в этой схеме снимать сигналы с первого тора и четвертого тора первого ряда через схему «ИЛИ», выход которой соединен со схемой «$И_1$», управляемой по другому входу от сигналов какого-либо тора нижнего ряда, то на выходе схемы «$И_1$» получим сигнал, появляющийся через 36 тактов управляющей частоты. В этом случае схема будет являться простейшей схемой синхрогенератора, вырабатывающей несколько последовательностей импульсов с кратным периодом повторения, причем эти импульсы находятся между собой в соответствующих фазовых соотношениях.

22. Магнитный ступенчатый счетчик

На схеме рис. 71,*а* изображен трансформатор (тор) с сердечником из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса, первичная обмотка которого подключена к импульсному источнику напряжения.

Пусть в какой-то момент времени на первичную обмотку трансформатора (вторичная обмотка которого разомкнута) воздействует прямоугольный импульс напряжения $U = \text{const}$ (рис. 71,*б*). Согласно закону электромагнитной индукции приложенное напряжение уравновешивается противо-э. д. с., возникающей в обмотке N_1,

$$e = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \cdot 10^{-8} \ \text{в}, \qquad (97)$$

где Φ — магнитный поток.

При $e = U = \text{const}$ скорость изменения магнитного потока $d\Phi/dt$ будет также постоянной и, следовательно, магнитный поток Φ с течением времени будет нарастать по линейному закону (рис. 71,*б*). Действительно, интег-

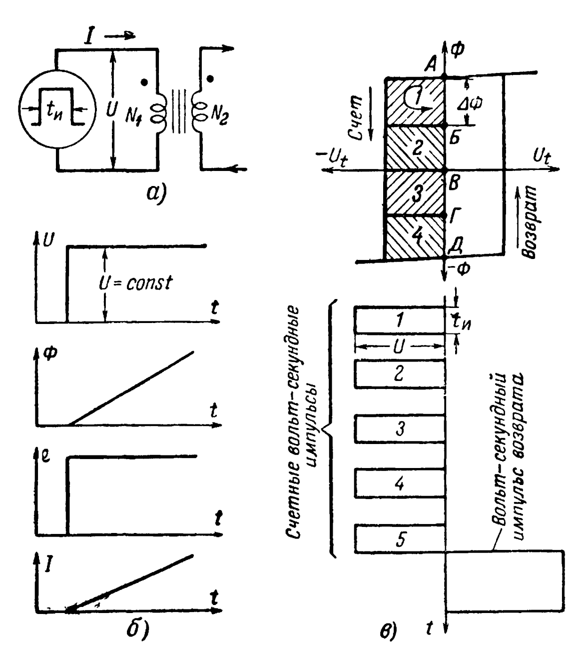


Рис. 71. К принципу работы ступенчатого счетчика.

а — эквивалентная схема счетчика, управляемая вольт-секундными импульсами, *б* — форма импульсов напряжения, магнитного потока, э. д. с. и тока в схеме; *в* — счетные вольт-секундные импульсы и вызываемое ими ступенчатое изменение магнитного потока в сердечнике.

рируя уравнение (97), получаем, что приращение магнитного потока в сердечнике за время t

$$\Delta\Phi = \frac{1}{N_1 \cdot 10^{-8}} \int_0^t e\,dt = \frac{Ut}{N_1 \cdot 10^{-8}} = kUt \qquad (98)$$

пропорционально площади импульсов (Ut), подводимых к первичной обмотке трансформатора. По аналогии с понятием об ампер-витках можно ввести понятие о вольт-секундах и называть эти импульсы вольт-секундными.

К моменту времени окончания импульса напряжения $t = t_и$ приращение магнитного потока достигает вполне определенной величины:

$$\Delta\Phi_1 = \frac{Ut_и}{N_1 \cdot 10^{-8}}. \qquad (99)$$

Это уравнение (99) показывает, что если на обмотку трансформатора (тора) подан один вольт-секундный импульс определенной величины, может произойти не полное перемагничивание тора, а только частичное, на одну ступеньку, как показано на рис. 71,*в*, где первый такой импульс изменяет уровень магнитного потока от точки *А* до точки *Б*, второй импульс — от точки *Б* до точки *В* и т. д. После четвертого вольт-секундного импульса, поступающего на вход схемы, уровень магнитного потока достигает точки *Д*, т. е. тор доводится до полного насыщения. Поэтому дальнейшее воздействие импульсов не приводит к изменению магнитного потока.

Это является критерием того, что закончился подсчет импульсов и что необходимо возвратить тор в исходное состояние, при котором он будет подготовлен к приему следующей группы счетных импульсов.

Контроль и возврат магнитного потока в исходное состояние осуществляются специальным транзистором.

Таким образом, на магнитных сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса в комбинации с транзисторами можно осуществлять весьма простые и надежные в работе ступенчатые счетчики импульсов.

На качество работы таких счетчиков влияет способ распознавания момента перехода намагниченности сердечника от одного насыщенного состояния к другому. От способности устройства распознавать состояния тора и зависит максимально допустимый коэффициент пересчета для ступенчатого счетчика.

На рис. 72 приведена практическая схема ступенчатого счетчика, состоящего из двух ступеней. Первая ступень — транзисторы T_1, T_2 и первый тор является формирователем вольт-секундных импульсов. Вторая ступень — транзистор T_3 и второй тор является собственно ступенчатым счетчиком.

В качестве формирователя вольт-секундных импульсов определенной величины, необходимых для запуска ступенчатого счетчика, можно было бы использовать обычный блокинг-генератор, однако приведенная схема более предпочтительна по двум причинам:

1) с формирователем совмещена одна ступень счетчика (на два), аналогичная приведенной на рис. 65;

2) амплитуда вольт-секундных импульсов в данной схеме не зависит от амплитуды запускающих импульсов,

так как регенеративный процесс возбуждается от помех (т. е. при изменении магнитной индукции от $+B_r$ до $+B_m$ или от $-B_r$ до $-B_m$) и поэтому определяется свойствами сердечника, а не параметрами блокинг-генератора и амплитудой запускающих импульсов.

Формирователь работает следующим образом. Если при поступлении входного импульса сердечник находился

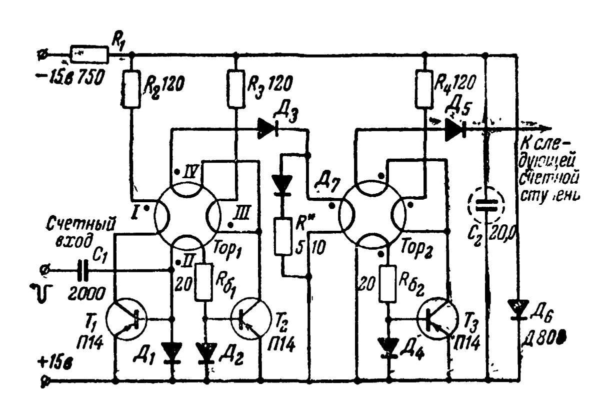


Рис. 72. Схема двухкаскадного ступенчатого счетчика.

в состоянии $-B_r$, то возникает регенеративный процесс с участием транзистора T_1, в результате которого тор перемагничивается в состояние B_m. При этом происходит значительное накапливание неосновных носителей в диоде $Д_2$, благодаря чему предотвращается отпирание транзистора T_2 в момент возврата тора из состояния $+B_m$ в состояние $+B_r$ по окончании регенеративного процесса.

Следующий входной импульс, поступающий на тор, находящийся в состоянии $+B_r$, вызовет кратковременное (порядка 0,1 *мксек*) изменение индукции от $+B_r$ до $+B_m$, в результате чего не произойдет существенного накопления неосновных носителей в диоде $Д_2$ и в момент обратного изменения индукции будет запущен транзистор T_2, перемагничивающий тор в состояние отрицательной намагниченности. Запуск транзистора

T_1 по окончании этого перемагничивания предотвращается вследствие накапливания неосновных носителей в диоде $Д_1$.

Следует отметить, что описанный формирователь может быть использован и для схем двоичных счетчиков, подобных приведенной на рис. 65.

При переключении тора — формирователя импульсов из состояния «1» в состояние «0» в обмотке *IV* возникает вольт-секундный импульс, который, проходя через диод $Д_3$, обмотку *I* второго тора и открытый транзистор T_2, изменяет магнитный поток в торе на одну, заранее выбранную в соответствии с коэффициентом пересчета, ступеньку (рис. 71,*в*). От импульса тока, возникающего в обмотке *II* второго тора, в диоде $Д_4$ происходит значительное накапливание неосновных носителей, которые затем предотвращают открывание транзистора T_3 по окончании входного вольт-секундного импульса. То же самое происходит и при поступлении следующих трех импульсов. В момент поступления последнего (пятого) импульса изменения магнитного потока в торе не происходит и, следовательно, в диоде $Д_4$ не накапливаются неосновные носители. Поэтому по окончании пятого вольт-секундного импульса происходит изменение магнитной индукции от $-B_m$ до $-B_r$, что приводит к возникновению помехи, открывающей транзистор T_3. В схеме устанавливается регенеративный процесс, в результате которого второй тор возвращается в исходное состояние («1») и одновременно выдает счетный импульс на последующую аналогичную схему счетной ступени.

Исключение обратного потока информации с одной счетной ступени на другую осуществляется так же, как и в двухтактных однодиодных схемах с ключевыми транзисторами, т. е. с помощью диода $Д_3$ и транзистора T_2 или диода $Д_5$ и транзистора T_3.

Казалось бы, что схема со ступенчатым счетом должна быть критичной к изменению окружающей температуры и изменениям питающих напряжений. Однако в действительности это не так.

Во-первых, влияние нестабильности источника питания можно легко устранить, например, за счет применения общего для всей схемы кремниевого диода $Д_6$ типа стабилитрон.

Во-вторых, регенеративные схемы со ступенчатым счетом на магнитных сердечниках обладают следующими важными свойствами. При увеличении напряжения источника питания происходит увеличение амплитуды генерируемых импульсов напряжения, но при этом длительность генерируемых импульсов уменьшается, так что произведение $Ut_и$ остается в значительных пределах постоянным. То же происходит и при температурных изменениях параметров торов.

Сказанное подтверждается экспериментальными исследованиями. Например, рассматриваемая схема, в которой применялись торы без специальной (для этой цели) разбраковки, при коэффициенте пересчета, равном пяти, нормально работала в интервале температур от —20° С до +90° С и при коэффициенте пересчета, равном десяти, — от —10° С до +90° С, при колебаниях напряжения источника питания на ±10% от номинального значения 15 *в*.

Сердечники — ферритовые типа К-65, $d_н = 4$ *мм*.

Число витков (при коэффициенте пересчета, равном 5—10) у первого тора: обмотка *I* — 20 витков, обмотка *II* — 30 витков, обмотка *III* — 20 витков и обмотка *IV* — 30 витков. У второго тора обмотка *I* — 85 витков, а на остальных обмотках число витков такое же, как для первого тора. Диоды $Д_1$, $Д_2$ и $Д_4$ типа ДГ-Ц22, диоды $Д_3$, $Д_5$ и $Д_7$ типа Д9Д.

Чтобы изменить коэффициент пересчета в сторону увеличения, необходимо в соответствии с уравнением (87) увеличить число витков входной обмотки *I* изменяемой счетной ступени или уменьшить число витков выходной обмотки *IV* предыдущей ступени. Изменение коэффициента пересчета в сторону увеличения можно осуществлять путем шунтирования любой из обмоток тора сопротивлением *R*, которое включается последовательно с диодом $Д_7$.

23. Импульсные источники тока (блокинг-генераторы)

Питание схем с магнитными элементами в большинстве случаев осуществляется от блокинг-генераторов, которые за счет сильной обратной связи позволяют получить весьма большой ток импульса.

Одна из схем блокинг-генератора, работающая в автоколебательном режиме, приведена на рис. 73,*а*. Схема может работать в ждущем режиме, а также в режиме синхронизации и деления частоты.

В ждущем режиме транзистор блокинг-генератора надежно заперт положительным напряжением смещения (внешним или автоматическим) порядка 0,5—1,5 *в*, подаваемым на базу, и открывается только тогда, когда приходит внешний запускающий импульс, который может быть подан или на базу (отрицательный), или на коллектор (положительный). Период собственных колебаний $T_{\text{вых. соб}}$ блокинг-генератора, определяемый произведением RC, должен быть меньше периода $T_{\text{вх}}$ запускающих импульсов (рис. 74,*а*).

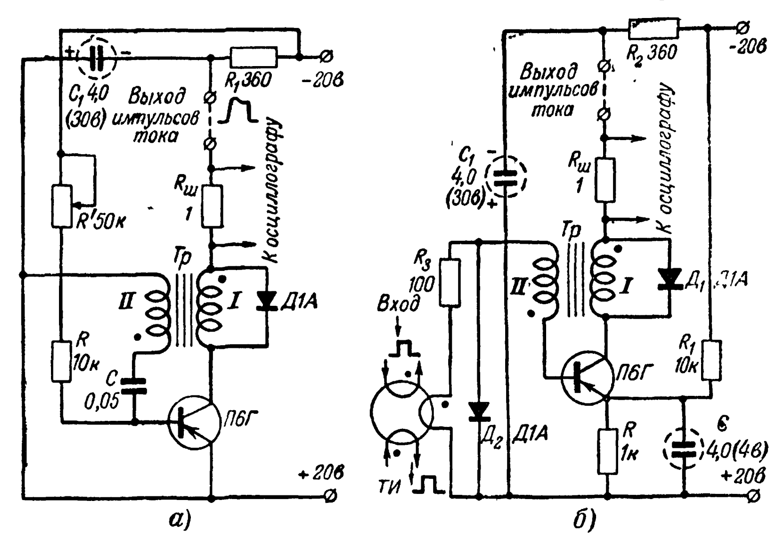


Рис. 73. Схемы блокинг-генераторов, работающих в автоколебательном режиме (*а*) и ждущем режиме (*б*).

Схема ждущего блокинг-генератора приведена на рис. 73,*б*. Запуск схемы осуществляется импульсами отрицательной полярности, получаемыми от магнитного тора. Назначение сопротивления R_3 и диода $Д_2$ — исключить обратное воздействие импульса тока, генерируемого во вторичной обмотке блокинг-трансформатора, на источник запускающих импульсов. Запирающее напря-

жение создается за счет протекания тока по потенциометру, составленному из сопротивлений R и R_1.

Схема синхронизированного блокинг-генератора та же, что и автоколебательного. Временные соотношения токов и напряжений в схеме приведены на рис. 74,*в*.

Диод $Д_1$ в этих и других подобных схемах служит для демпфирования обратного выброса напряжения, возникающего по окончании блокинг-процесса в первичной обмотке трансформатора. Этот выброс, суммируясь с напряжением источника питания, мог бы вызвать перена-

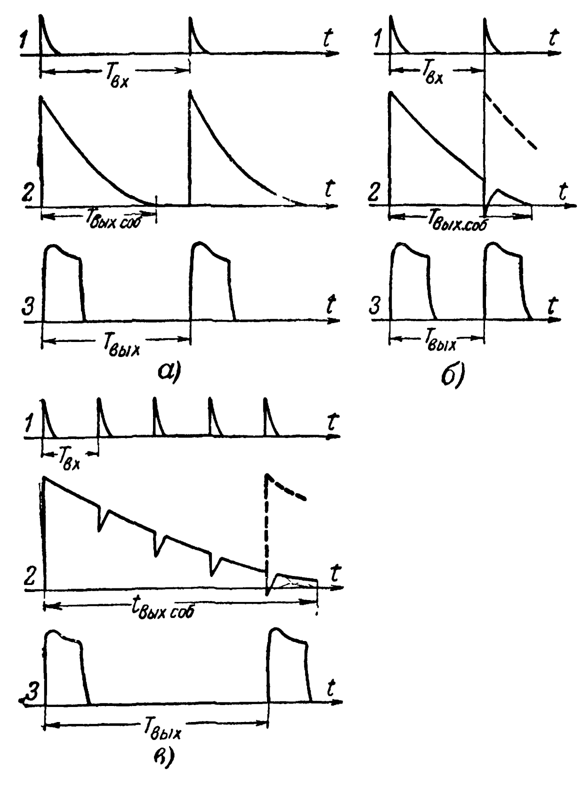


Рис. 74. Временные соотношения напряжений и токов в блокинг-генераторе, работающем в ждущем режиме (*а*), в режиме синхронизации (*б*) и в режиме деления (*в*).

1—напряжение запускающих или синхронизирующих импульсов, *2*—напряжение между базой и эмиттером транзистора блокинг-генератора; *3*—ток коллектора транзистора.

пряжение на коллекторе транзистора и, следовательно, пробой последнего.

Обратный выброс напряжения при питании регистров сдвига от блокинг-генератора может быть использован для управления ключевым транзистором. Тогда вместо «плюса» диода включается эмиттер ключевого транзистора, а вместо «минуса» диода — база транзистора. Ключевая цепь торов подсоединяется к коллектору и эмиттеру транзистора (см. рис. 43).

Минимальная длительность импульсов тока, генерируемых блокинг-генератором (рис. 73,*а* и *б*), при применении транзисторов П13—П16 и в качестве трансформатора *Тр* тора на оксиферовом кольце внешним диаметром 12 *мм* и внутренним — 5 *мм*, μ=2 000, число витков обмотки *I* — 20 и обмотки *II* — 60, составляет около 7—10 *мксек* при длительности фронта не менее 1,5 — 2 *мксек*. Максимальная частота повторений — около 10 *кгц*. Амплитуда импульсов тока при напряжении источника U=15—20 *в* составляет около 0,5—0,7 *а*.

Опытным путем установлено, что большие токи не влияют на срок службы транзистора при условии, если средняя рассеиваемая в транзисторе мощность не превышает допустимую. Действительно, в транзисторе нет никаких явлений, которые можно было бы сравнить с потерей эмиссии в электровакуумных лампах. Также следует отметить, что срок службы транзистора в работе больше, чем когда он бездействует.

Импульсную мощность $P_{\text{и рас}}$, рассеиваемую транзистором, и среднюю рассеиваемую мощность $P_{\text{ср}}$ можно определить по формулам

$$P_{\text{и рас}} \approx U_{\text{ип}} I_{\text{к.и}}; \qquad (100)$$

$$P_{\text{ср}} = P_{\text{и рас}} \frac{t_{\text{и}}}{T_{\text{п}}} \leqslant P_{\text{ср.доп}}, \qquad (101)$$

где $U_{\text{ип}}$ — падение напряжения на коллекторе открытого транзистора;

$I_{\text{к.и}}$ — амплитуда коллекторного импульса тока;

$t_{\text{и}}$ — длительность импульса тока;

$T_{\text{п}}$ — период повторения импульсов;

$P_{\text{ср.доп}}$ — средняя допустимая мощность рассеяния на коллекторе транзистора (обычно приводится в паспорте транзистора).

В тех случаях, когда ток импульса от одного блокинг-генератора недостаточен, можно производить объединение нескольких блокинг-генераторов. На рис. 75 показаны два блокинг-генератора на двух высоковольтных транзисторах, например типа П2 (T_1, T_2), питающих общую нагрузку током 1,8—2,2 *а*. Длительность генерируемых импульсов около 7—9 *мксек*, а длительность фронтов и спадов — не более 1,5 *мксек*. Максимальная частота повторения импульсов не более 7—8 *кгц*.

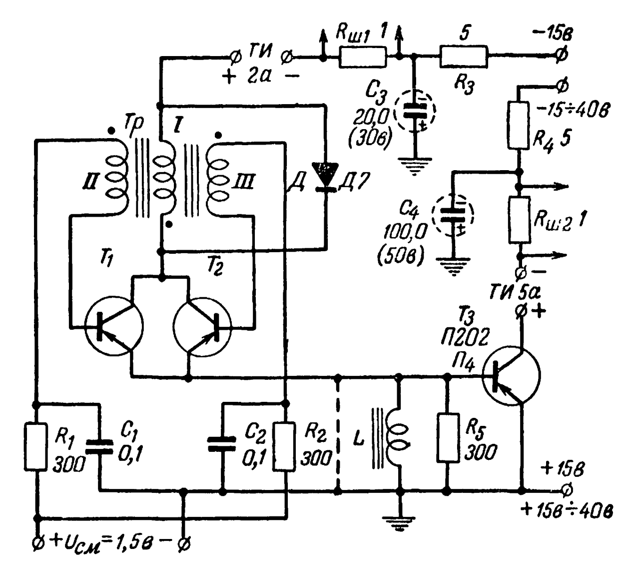


Рис. 75. Схема спаренного блокинг-генератора с усилительным транзистором.

Спаренный блокинг-генератор позволяет одновременно переключать не менее 25 торов на ферритовых сердечниках диаметром 4 *мм*.

При необходимости переключения большего количества торов необходимо применять усилители импульсов, собранные на мощных низкочастотных транзисторах, например П201, П202, П203 или П4.

Включение усилительных транзисторов производится по схеме рис. 75, где показанная пунктиром перемычка снимается и весь ток спаренного или одиночного блокинг-генератора используется для управления мощным транзистором.

Для уменьшения крутизны спада рекомендуется между базой и эмиттером усилительного транзистора включать индуктивность порядка 100—200 *мкгн*.

Такой способ формирования импульсов с помощью транзисторов П201, П4 позволяет получить амплитуду импульсов до 3—10 *а* (при напряжении источника 15—40 *в*) при длительности импульсов порядка 10—15 *мксек* (длительность фронтов около 5 *мксек*) и частоте повторения импульсов около 3—4 *кгц*. Увеличение частоты повторения до допустимой для задающего блокинг-генератора (7—8 *кгц*) можно достигнуть путем параллельного подключения второго мощного транзистора.

Для увеличения крутизны фронтов в усилителе импульсов можно применять сравнительно мощные высокочастотные транзисторы, с которыми можно получить длительность фронтов импульсов порядка 1,5—2 *мксек*.

Необходимо заметить, что нагрев транзисторов при больших токах, чем собственно и ограничивается частота повторения импульсов, происходит главным образом во время формирования фронтов, поэтому длительность последних необходимо делать как можно меньшей. Однако с увеличением крутизны фронтов заметно увеличиваются помехи в обмотках торов при считывании «0», поэтому длительность фронтов желательно иметь не больше 1,5—2 *мксек*.

В качестве сердечника трансформатора *Тр* в схеме рис. 75 применено оксиферовое кольцо внешним диаметром 12 *мм* и внутренним — 5 *мм*, μ=2 000, число витков в обмотке *I* — 15, *II* и *III* — 50. Индуктивность *L* выполняют на оксиферовом кольце такого же или меньшего диаметра, на котором в целях исключения насыщения магнитного потока делается разрез с помощью карборундового камня. Обмотка наматывается проводом ПЭВ диаметром 0,3 *мм*; число витков (в пределах 100—150 витков) определяют опытным путем по крутизне фронтов.

Управление ключевым транзистором в однотактных регистрах сдвига целесообразно осуществлять таким же способом, как и управление усилительным транзистором в рассмотренной схеме.

При налаживании блокинг-генераторов необходимо иметь в виду следующее:

1. Период повторения импульсов увеличивается с увеличением произведения RC.

2. Длительность импульсов уменьшается с уменьшением числа витков обмоток, емкости конденсатора C и сечения магнитопровода, а также при увеличении зазора в Ш-образных сердечниках.

3. Крутизна фронта импульса увеличивается с уменьшением числа витков обмоток. То же происходит при применении высокочастотных транзисторов.

4. Амплитуда тока коллектора увеличивается при увеличении емкости C и коэффициента усиления транзисторов $\beta_н$.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ
ДЕШИФРАТОРЫ ДВОИЧНОГО КОДА

24. Принцип построения дешифраторов

Неотъемлемой частью многих устройств, работающих с информацией дискретного вида, таких как цифровые вычислительные машины, устройства автоматики и телемеханики, являются дешифраторы кодов.

Назначение дешифраторов в перечисленных устройствах примерно одинаково и сводится к тому, чтобы распознать зашифрованную двоичным кодом ту или другую команду (кодовую комбинацию или кодовую группу импульсов) и выдать управляющий сигнал только на одном из входов соответствующего устройства. Иначе говоря, код двоичного числа, состоящий из n разрядов и поступающий на вход дешифратора, преобразуется в сигнал, появляющийся только в одной из 2^n выходных цепях. Иногда такие устройства называют многопозиционными переключателями.

Основой схем дешифратора являются логические цепочки «И» (схемы с несколькими совпадениями). В этих схемах совпадение происходит только при одновременном поступлении сигналов по всем входам.

Однако ввиду того что дешифраторы предназначены для дешифрации кодовых групп, состоящих из n разрядов, в которых каждый разряд может быть представлен «0» или «1», то поэтому перед каждым входом схемы «И», предназначенной для дешифрации кодовой группы, должны быть включены устройства для получения обратного кода, которые «нули» в прямом коде заменяют «единицами». Тогда в конечном итоге на все входы схемы «И» поступят сигналы и в результате этого на выходе будет получен управляющий сигнал.

Например, необходимо дешифрировать трехразрядное двоичное число (кодовую группу) 001. Схема дешифра-

тора для данной кодовой группы может быть представлена так, как показано на рис. 76. В схеме перед каждым входом, на который поступает код «нуля», включены схемы «НЕ» — инверторы (см. § 1), преобразующие прямой код в обратный, т. е. если на вход схемы «НЕ» поступит код «нуля», то на выходе получим не «нуль», а «единицу».

Следовательно, для данного кода числа на все входы схемы «И» поступят управляющие сигналы («1») и таким образом будет получен сигнал на выходе.

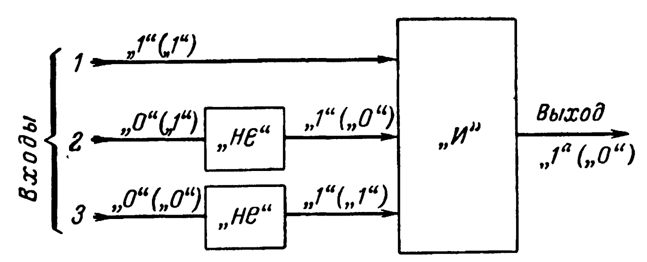


Рис. 76. К принципу работы дешифратора двоичного кода.

Если же на вход схемы на рис. 76 поступит другой код числа, указанный в скобках, например 110, тогда на втором выходе схемы «НЕ» получим не «единицу», а «нуль». Сигнал на выходе схемы «И» будет отсутствовать.

Схемы совпадения, применяемые для дешифрации кодов, часто называют «дешифрирующими матрицами». Такое название они получили потому, что их иногда изображают на бумаге (а иногда даже физически конструируют) в виде строк и столбцов, что отдаленно напоминает математические матрицы. Подобные матрицы могут быть построены на различных элементах, например сопротивлениях, диодах, транзисторах, ферритовых торах и др. Наибольшее применение находят последние три элемента.

25. Дешифратор на диодах

Одна из простейших схем дешифратора на диодах, предназначенная для дешифрации трехразрядного двоичного кода, приведена на рис. 77.

Она состоит из диодной матрицы и статических триг-

геров (T_1—T_3), которые управляют запиранием и открыванием диодов. Роль устройства обратного кода в данной схеме выполняют сами триггеры за счет того, что они имеют парафазные выходы.

Вертикальные прямые 0—7 представляют собой выходы дешифратора; по ним передается выходной сигнал, так что каждый выход соответствует только одному определенному двоичному числу—команде, количество ко-

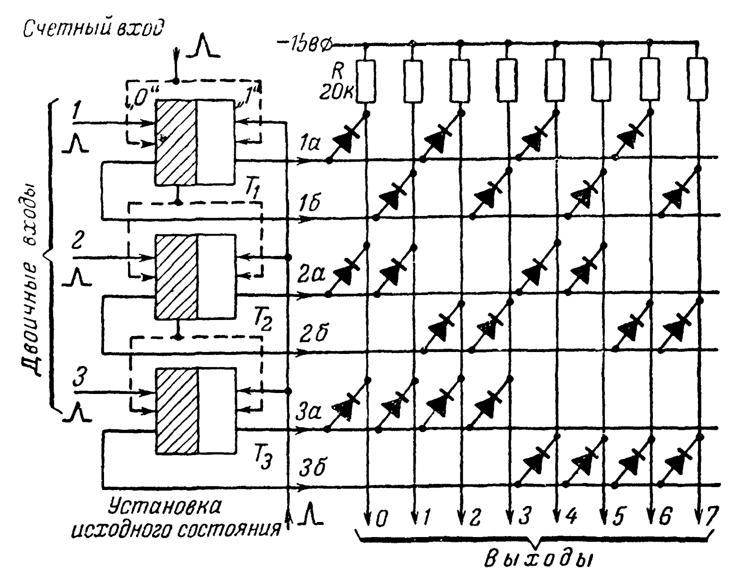


Рис. 77. Дешифратор на диодах.

торых в данном случае может быть равным 8 ($2^n = 2^3 = 8$, где n — число двоичных разрядов).

Каждый выход через большое развязывающее сопротивление R соединен с источником отрицательного напряжения, а через диоды — с парафазными выходами триггеров. Последние приводятся в исходное состояние положительным сигналом, подаваемым на шину *«Установка исходного состояния»*.

В исходном состоянии во всех триггерах левые транзисторы находятся в открытом состоянии («0»), а правые — в закрытом («1»). С закрытых транзисторов на диоды подается запирающее напряжение. В данном случае закрытыми окажутся диоды, подключенные к нуле-

вой вертикальной шине, т. е. эта шина будет находиться под отрицательным напряжением, снимаемым через сопротивление R. Остальные вертикальные шины будут находиться почти под нулевым потенциалом, так как их выходы будут зашунтированы открытыми диодами.

Если на двоичные входы подана кодовая комбинация, например 010, переключается триггер T_2. Диоды, подключенные к горизонтальным шинам *1а*, *2б* и *3а*, закрываются, а все остальные диоды открываются. В этом случае сигнал отрацительной полярности появится на второй вертикальной шине.

Таким образом, в зависимости от положения триггеров под напряжением всегда будет находиться только одна из вертикальных шин.

По такому же принципу можно построить дешифраторы и на большее число команд; разница будет только в том, что потребуется большее число диодов и триггеров.

Число диодов для данного типа дешифратора определяется следующей формулой:

$$n2^n, \tag{102}$$

где n — число разрядов двоичного кода.

Интересно отметить, что если в рассмотренной схеме триггеры соединить между собой по счетным входам последовательно, так, как показано на рис. 77 пунктиром, и на счетный вход первого триггера подать управляющие импульсы, то данная схема может выполнять роль распределителя импульсов (кольцевого коммутатора).

26. Феррит-транзисторные дешифраторы

В последнее время широкое распространение получили дешифраторы, построенные на феррит-транзисторных элементах. Подобные дешифраторы обладают достаточно большой выходной мощностью и значительно более высоким быстродействием.

Один из таких дешифраторов на три разряда двоичного кода приведен на рис. 78. Принцип его работы несложен: перед дешифрацией на вход установки «0» подается импульс, которым все торы переключаются в состояние «0». Одновременно схемой «НЕТ» отключаются выходы от схемы дешифратора.

В схеме «НЕТ» транзистор обычно находится в открытом состоянии, а при поступлении на его базу положительного импульса закрывается. Тем самым исключается прохождение на выход дешифратора ложного сигнала при установке торов в исходное состояние.

Затем на двоичные входы подается код двоичного числа; на вход *а* импульс тока прямого кода, а на вход *б* импульс тока обратного кода

Допустим, необходимо дешифрировать код 101, т. е. импульсы тока будут поданы на входы *1а*, *2б* и *3а*. В со-

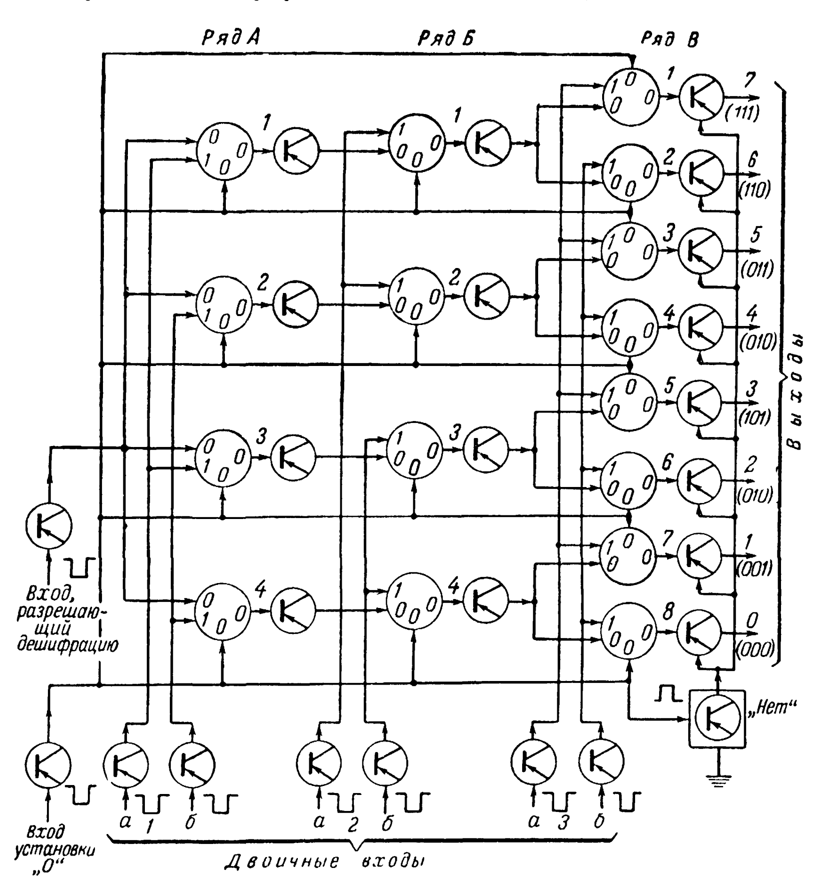


Рис. 78. Феррит-транзисторный дешифратор с последовательным декодированием.

стояние «1» переключатся следующие торы: в ряду *А* *1* и *3*, в ряду *Б* *3*, *4* и в ряду *В* *1*, *3*, *5* и *7*.

Для срабатывания схемы необходимо на вход, разрешающий дешифрацию, подать импульс тока, от которого переключатся в состояние «0» торы ряда *А*. При этом в цепи коллекторов транзисторов, управляемых первым и третьим торами ряда *А*, находящимися в состоянии «1», возникнут импульсы тока, которые будут воздействовать на первый и третий торы ряда *Б*. В ряду *Б* в состояние «0» переключится только третий тор, который в свою очередь переключит в ряду *В* только пятый тор.

В результате своеобразной «цепной реакции» на соответствующем выходе дешифратора появится импульс тока, воздействующий на управляемое устройство. В этой схеме импульс, получаемый на выходе дешифратора, задерживается относительно импульса, разрешающего дешифрацию, на время, определяемое главным образом скоростью последовательного перемагничивания цепочки торов.

Число феррит-транзисторных ячеек в подобном типе дешифратора определяется как

$$2 \cdot 2^n. \tag{103}$$

Другой вариант феррит-транзисторного дешифратора приведен на рис. 79 (транзисторы для простоты начертания схемы не указаны, собственно говоря, они могут и вообще отсутствовать). Этот дешифратор отличается от первого меньшим числом схемных элементов и бо́льшим быстродействием.

Принцип дешифрации основан на «Запрете» переключения дешифрирующих торов (*Б*) от датчика «1_2» информацией, поступающей с выходов устройств, вырабатывающих прямой и обратный код. «Запрет» осуществляется компенсацией магнитных потоков.

Дешифрация кодовых комбинаций производится в два такта: в первый такт ($ТИ_1$) вводится информация и преобразуется в прямой и обратный код. Одновременно в этот же такт осуществляется дешифрация информации, поступившей в предыдущий цикл работы дешифрирующего устройства. Во второй такт ($ТИ_2$) производится подготовка к дешифрации информации, поступившей в предыдущий такт.

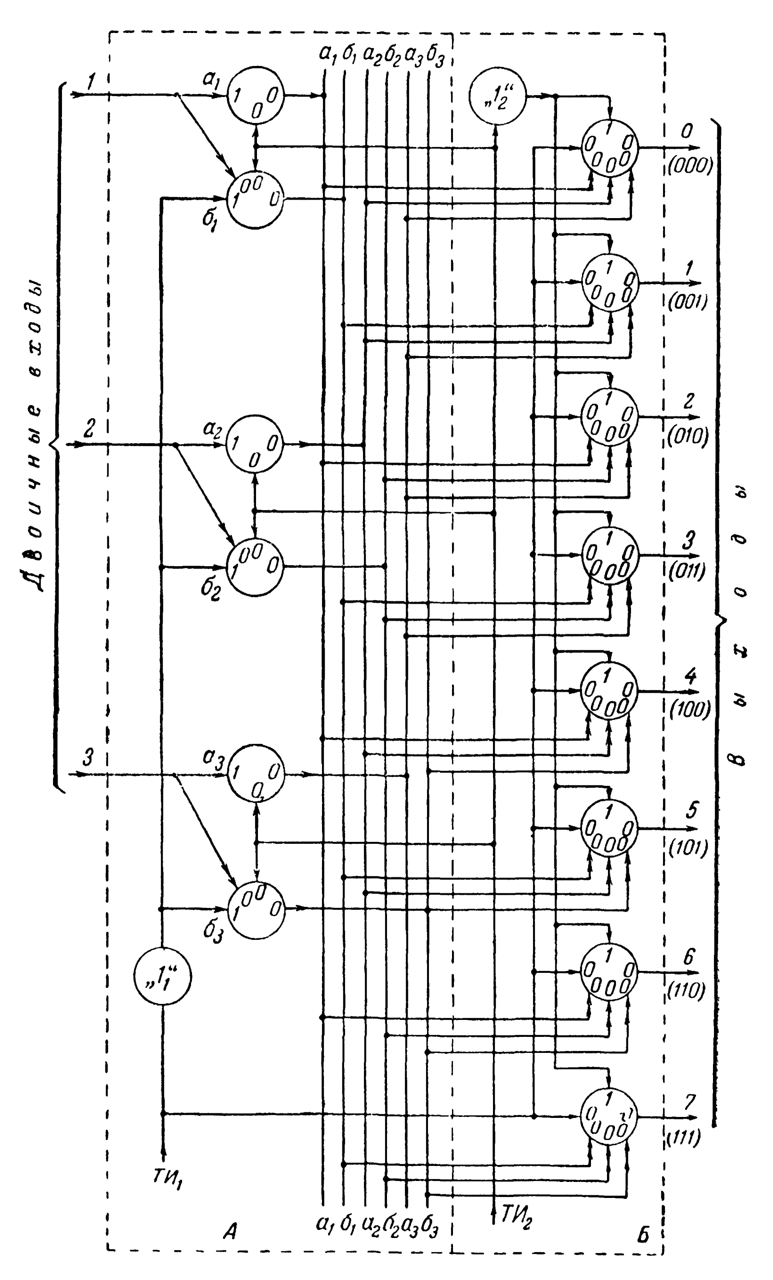


Рис. 79. Феррит-транзисторный дешифратор с „Запретом".

Допустим, что на двоичные входы подан код импульсов 011; в это же время поступает тактовый импульс $ТИ_1$. В состояние «1» переключаются торы a_1, a_2 и $б_3$. При поступлении тактового импульса $ТИ_2$ от напряжения, вырабатываемого датчиком «1_2», все торы дешифратора стремятся переключиться в состояние «1». Однако в это же время в исходное состояние («0») переключаются торы a_1, a_2 и $б_3$ (схемы получения прямого и обратного кода), которые посылают запрещающий сигнал во все торы дешифратора, за исключением тора, соответствующего третьему выходу.

В следующий цикл работы в момент поступления тактового импульса $ТИ_1$ третий тор дешифратора переключается в исходное состояние и выдает управляющий сигнал.

Число торов, необходимых для дешифрации, определяется числом управляющих выходов, что, собственно говоря, и является его преимуществом перед другими дешифраторами. Основной недостаток схемы состоит в том, что число обмоток на каждом дешифрирующем торе определяется числом разрядов в кодовой комбинации импульсов, что может вызвать затруднение в размещении на торе обмоток при дешифрации кодовых комбинаций с большим числом разрядов.

27. Регистр сдвига — дешифратор

Недостатком рассмотренных схем дешифраторов является многоэлементность. Так, например, в диодной матрице необходимо иметь $n \cdot 2^n$ диодов. Значительное количество элементов требуется и для построения дешифраторов на феррит-транзисторных элементах. К тому же на входе любого из рассмотренных дешифраторов необходимо включать устройства для получения обратного кода, которые «нули» в прямом коде кодовой комбинации заменяют «единицами».

От этих недостатков свободен дешифратор, основой которого является накопительный регистр сдвига. В нем на каждом торе, помимо основных обмоток (входной, выходной и тактовой), располагаются дешифрирующие обмотки, соединяемые между собой соответствующим образом. Количество обмоток на каждом торе определяется числом управляемых выходов.

Принцип дешифрации основан на сравнении напряжения, наводимого в дешифрирующих обмотках в момент переключения торов тактовыми импульсами, с «опорным» напряжением, получаемым с датчика «1». Последний как бы выполняет роль устройства обратного кода.

Принципиальная схема накопительного регистра сдвига — дешифратора на три разряда приведена на рис. 80, в которой регистр сдвига выполнен по однотактной схеме с управляемой разрядной цепью — торы первый, второй и третий; четвертый тор выполняет роль датчика «1» (датчика опорных напряжений), пятый тор—тор, компенсирующий помехи как в самом регистре сдвига, так и в дешифрирующих обмотках.

Допустим, что на вход регистра сдвига поступает информация с кодом 011, которая под действием тактовых импульсов будет продвигаться вдоль регистра сдвига. Тогда к моменту поступления третьего тактового импульса торы будут находиться в следующих состояниях: первый — в состоянии «0», а второй и третий — в состоянии «1». В момент поступления третьего тактового импульса одновременно на транзистор T_2 подается строби-

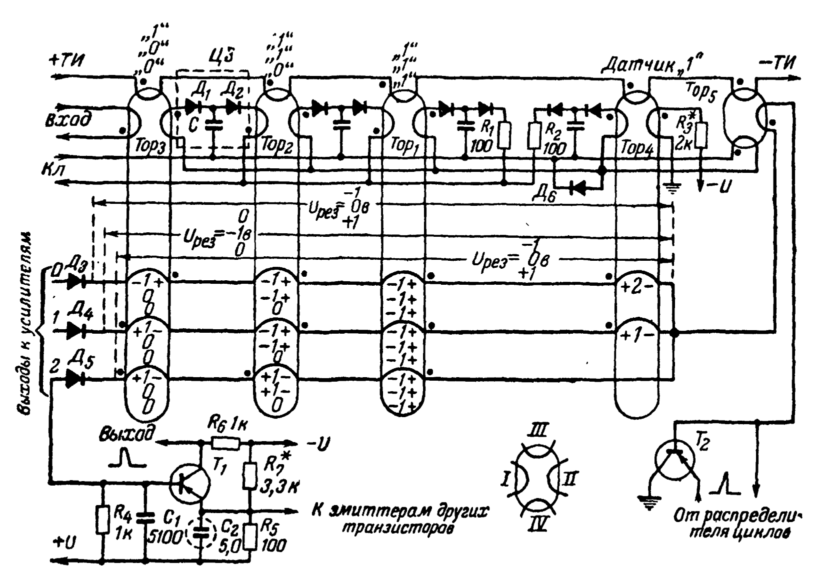


Рис. 80. Регистр сдвига—дешифратор.

рующее напряжение с распределителя циклов (кольцевого коммутатора), управляемого от того же источника тактовых импульсов. Транзистор T_2 открывается, и в это время происходит сравнение напряжения, возникающего на последовательно соединенных между собой дешифрирующих обмотках накопительного регистра сдвига, с напряжением, возникающим на опорном торе (датчике «1»).

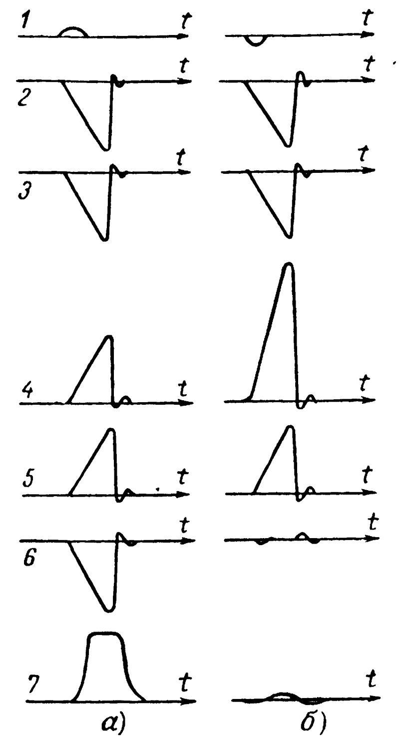


Рис. 81. Форма импульсов в дешифрирующих обмотках схемы на рис. 80 при декодировании кода 011.

а — в обмотках второго ряда, *б* — в обмотках первого ряда. *1* — напряжение на дешифрирующей обмотке третьего тора, *2—4* — напряжение на обмотках второго, третьего и четвертого торов, *5* — стробирующий импульс; *6* — напряжение $U_{рез}$, *7* — напряжение на выходе транзистора T_1.

Из схемы, а также из рис. 81,*а* и *б*, на которых показаны действующие напряжения во втором и первом ряду дешифрирующих обмоток регистра сдвига при поступлении кода 011, очевидно, что выходное напряжение $U_{рез}$ (отрицательной полярности) появится только на выходе второго ряда дешифрирующих обмоток, тогда как на обмотках любого другого ряда возникнет результирующее напряжение $U_{рез}$, равное нулю или положительной полярности, на которое усилительные транзисторы не реагируют.

На схеме вверху, над каждым тором записаны коды, присвоенные каждому выходу дешифратора, а на обмотках дешифратора указаны условные напряжения, возникающие под действием импульсов кода.

Диоды $Д_3$—$Д_5$ служат для предотвращения открывания усилительных транзисторов (на рис. 80 транзи-

стор T_1) от уравнительных токов в момент продвижения по регистру сдвига информации, поступающей на вход дешифратора.

Конденсаторы на входе усилительных транзисторов (для T_1—C_1) служат для интегрирования импульсов помех, возникающих на входе усилительных каскадов в момент дешифрации из-за неточного совпадения импульсов по длительности и амплитуде, генерируемых в дешифрирующих обмотках и обмотках опорного тора, а также за счет неточного стробирования импульсов транзистором T_2. К тому же импульсы помех, поступающие на входы усилительных каскадов, ограничиваются положительным автоматическим смещением, подаваемым на базы транзисторов с делителя напряжения, составленного из R_5 и R_7.

Чтобы ускорить наладку дешифратора, необходимо для регистра сдвига отобрать все торы по величине $U_{снг}$ и $U_{пом}$ примерно одинаковыми. При наличии прибора для разбраковки торов отбор последних не представляет каких-либо затруднений. С отобранными торами вся наладка будет сводиться к регулировке напряжения на обмотках опорного тора за счет изменения подмагничивающего тока сопротивлением R_3 и изменения напряжения автоматического смещения на усилительные каскады изменением сопротивления R_7.

В усилительных транзисторах при коллекторной нагрузке (R_6) порядка 510—1 000 *ом* число витков на дешифрирующих обмотках регистра сдвига необходимо выбирать порядка 7—10 для торов $d_н = 4$ *мм* и порядка 5—7 для торов $d_н = 7$ *мм*.

Число витков на обмотках опорного тора можно определить по следующей формуле:

$$N_{о.т} = [n - (0,8 \div 0,9)]\, N, \qquad (104)$$

где n — число разрядов с кодом „1".

N — число витков на дешифрирующей обмотке тора регистра сдвига.

При $n=0$, например для кода 000, получим $N_{о.т}$ с отрицательным знаком. Это значит, что данная обмотка должна быть включена в направлении, противоположном направлению обмоток, изображенных на рис. 80. Обмотки с одинаковым числом витков и направлением включения могут быть объединены.

Данная схема дешифратора была практически многократно проверена и показала высокие эксплуатационные свойства. Однако ее недостатком является трудность размещения большого числа обмоток на торах регистра сдвига и их последующая распайка в схему. Поэтому этот принцип дешифрации применим для случаев, когда количество выделяемых кодовых комбинаций не превышает 15—20. Однако по сообщениям печати уже имеются подобные дешифраторы для дешифрации 24-разрядного кода с количеством выходов, равным 2 048.

28. Двухступенчатый дешифратор на диодах

Каждый из рассмотренных дешифраторов имеет свои преимущества и недостатки. Выбор того или иного дешифратора зависит от его применения.

Однако применение рассмотренных схем для дешифрации кодов с большим числом разрядов, в которых должны дешифрироваться все комбинации, является невыгодным. В этих случаях более целесообразно применять многоступенчатые дешифраторы (обычно двухступенчатые).

Схема двухступенчатого дешифратора для четырехразрядного двоичного кода приведена на рис. 82. Идея построения этой схемы весьма проста. В ней из цепей входных пар триггеров собираются сначала двухразрядные дешифраторы, выходные провода которых образуют следующую ступень дешифратора.

Необходимое количество диодов в этом случае определится как

$$N = 2(2^{\frac{n}{2}+1} + 2^n), \tag{105}$$

т. е. потребуется для четырехразрядного кода всего 48 диодов, вместо 64 диодов для одноступенчатого дешифратора.

29. Координатные дешифраторы

Рассмотренный двухступенчатый диодный дешифратор по принципу построения является предельно простым, однако требует большого числа элементов. Другим существенным недостатком является то, что в каждой его ступени происходит значительное ослабление выходного сигнала.

Эти недостатки отсутствуют в так называемых дешифраторах координатного типа.

Координатные дешифраторы состоят из координатной сетки, во всех узлах пересечения которой включены соответствующие схемы совпадений, состоящие либо из транзисторов, магнитных ключей, диодно-трансформаторных схем совпадений, либо из других приборов, обладающих пороговыми свойствами, например газоразрядных приборов. В матричном же дешифраторе в каждой его строке перечисленные приборы включены по определенному закону. Рассмотрим наиболее употребительные схемы дешифраторов координатного типа.

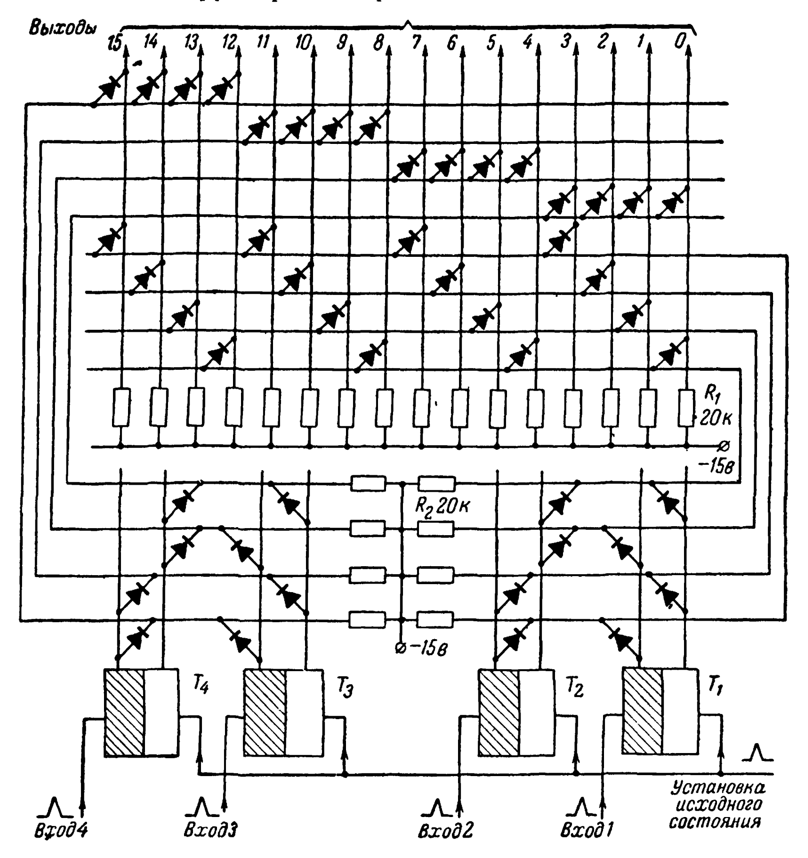


Рис. 82. Двухступенчатый дешифратор на диодах.

Координатный дешифратор с транзисторными ключами, схема которого приведена на рис. 83, состоит из двух дешифраторов обычного типа, которыми дешифрируется: первым—одна группа кодовых импульсов, а вторым — вторая. Сигналы, получаемые на выходе дешифратора *1*, имеют положительный знак и управляют выходными транзисторами с переходами типа *n-p-n*, тогда как сигналы, получаемые на выходе дешифратора *2*, имеют отрицательный знак и управляют выходными транзисторами, имеющими переходы типа *p-n-p*.

Первым типом транзисторов осуществляется подача отпирающего напряжения отрицательного знака на базы транзисторов координатной сетки, подключенных к соответствующей горизонтальной шине. Вторым типом выходных транзисторов осуществляется включение через вертикальную шину эмиттерной цепи соответствующих транзисторов координатной сетки к плюсу источника питания (+15 *в*).

Допустим, получен сигнал на горизонтальной шине x_1 и вертикальной шине y_4. В этом случае открывается выходной транзистор, управляемый сигналом x_1, и включает минус источника питания (—15 *в*) на базы всех транзисторов координатной сетки, подключенных к горизонтальной шине *I*. Однако из этих транзисторов сможет открыться только тот, у которого эмиттер соединен через соответствующий выходной транзистор вертикальных шин с плюсом источника питания.

Таким транзистором является T_{12}, эмиттер которого соединен с +15 *в* через выходной транзистор, управляемый с выхода y_4. Сигнал появится только на выходе *12* координатной сетки. Все остальные транзисторы координатной сетки останутся в закрытом состоянии.

Координатный дешифратор с магнитными ключами. Дешифратор может быть построен и на магнитных ключах (рис. 84). Магнитные ключи (схемы двух совпадений), включенные в узлах координатной сетки, управляются транзисторами. Последние являются усилителями выходных сигналов обычных дешифраторов, рассмотренных выше.

Принцип действия магнитного ключа основан на том, что в одну из обмоток тора подается ток смещения $I_{см}$ (рис. 85), намагничивающий тор до насыщения (точка *a*).

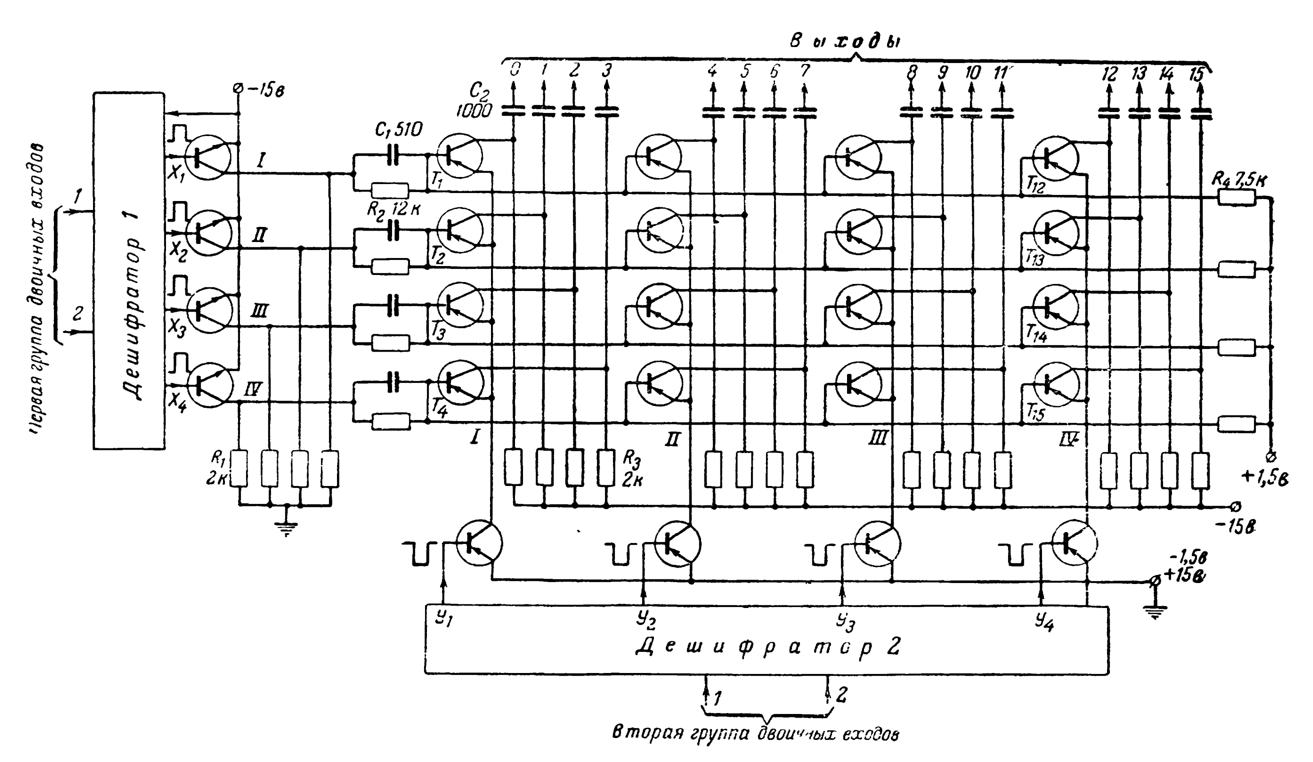


Рис. 83. Координатный дешифратор на транзисторах.

Каждый из входных сигналов схемы совпадения I_x или I_y, поступающих на одну из горизонтальных или вертикальных шин, имеет такую величину, что способен лишь только преодолеть поле, созданное током смещения. Намагничивание тора при этом изменяется незначительно (от точки *a* до точки *a'*), что сопровождается

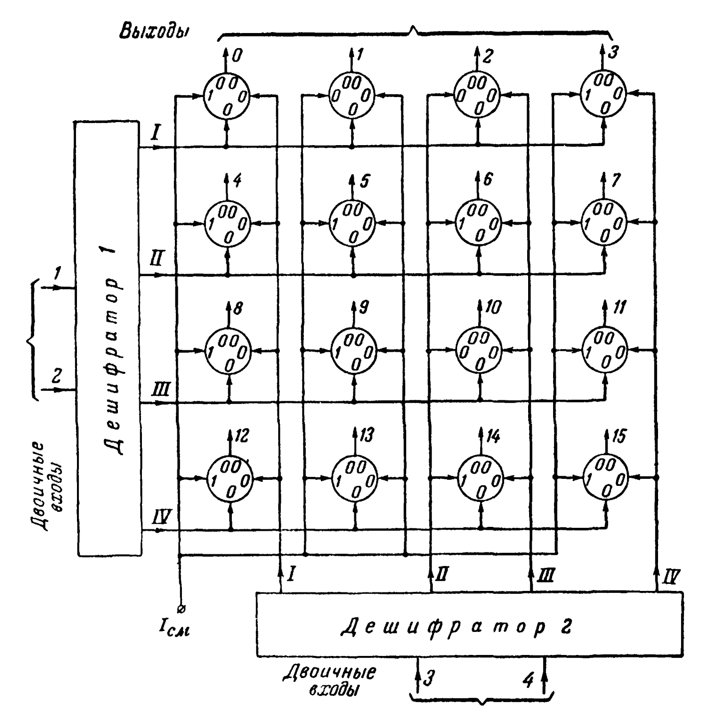


Рис. 84. Координатный дешифратор на магнитных ключах.

появлением на выходной обмотке незначительной помехи. Но если поступают одновременно оба входных сигнала (I_x и I_y), то намагничивание тора резко изменяется от точки *a* до точки *б*. Происходит значительное изменение магнитной индукции от B_m до $-B_m$. В выходной обмотке индуктируется выходной сигнал.

Поскольку схема рис. 84 представляет функциональную схему, то, чтобы отличить работу тора в режиме магнитного ключа от обычного его действия в качестве

переключающегося элемента, у выходной цепи записаны две цифры (два нуля), указывающие, что выходной сигнал появляется, если есть входной сигнал и по одному управляющему входу и по другому.

Координатный диодно-трансформаторный дешифратор, схема которого приведена на рис. 86, от вышерассмотренной схемы отличается тем,

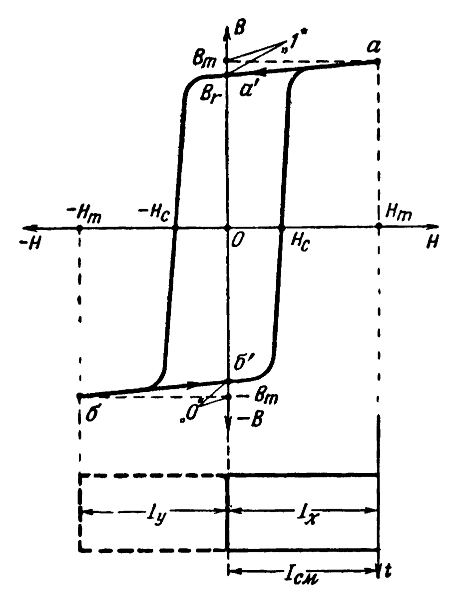


Рис. 85. К принципу работы магнитного ключа.

что при совпадении двух импульсов, получаемых на выходе дешифраторов 1 и 2, ток во входных обмотках торов, включенных в координатную сетку, протекает только в каком-либо одном торе, тогда как во всех остальных торах ток отсутствует. Достигается это за счет того, что последовательно с входной обмоткой каждого тора включен разделительный диод (в практических схемах диоды включаются не в каждый тор, а через один).

Дешифратор работает следующим образом. Допустим, сигнал появился на выходе 1 дешифратора 1 и на выходе 4 дешифратора 2. Тогда открывается транзистор 1, относящийся к горизонтальной шине X_1, и

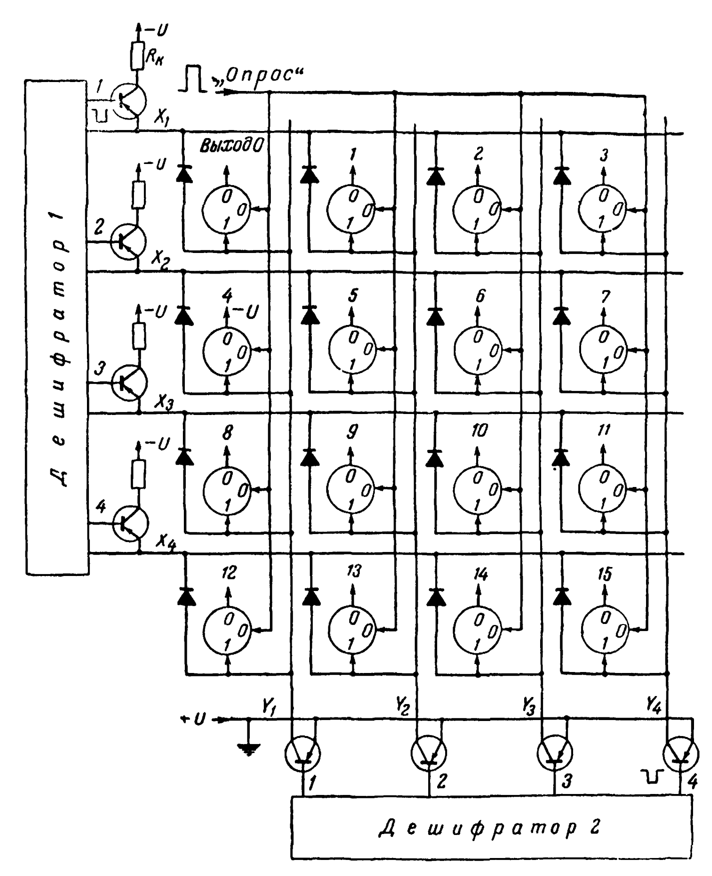


Рис. 86. Координатный диодно-трансформаторный дешифратор.

транзистор *4*, относящийся к вертикальной шине Y_4. Ток, протекающий от источника питания через открытые транзисторы, переключает в состояние «1» тор, относящийся к третьему выходу. После этого подается «опросный» импульс. Третий тор возвращается в исходное состояние и на выход *3* поступает выходной сигнал.

Таким образом, другой выгодной особенностью этой схемы является то, что в ней осуществляется не только дешифрация, но и также долговременное запоминание расшифрованной кодовой комбинации.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПРОВЕРКА И ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

30. Разбраковка полупроводниковых приборов

Чтобы упростить и ускорить налаживание переключающих устройств, в которых применяются транзисторы, необходимо производить разбраковку этих транзисторов по целому ряду параметров.

Для транзисторов такими параметрами являются:

1) величина неуправляемого коллекторного тока $I_{к0}$ при заданном напряжении на коллекторе транзистора $U_{к.исп}$ (и отключенной цепи эмиттера);

2) величина неуправляемого эмиттерного тока $I_{э0}$; этот ток необходимо измерять при применении транзисторов в схемах мультивибраторов, реактивных триггеров и блокинг-генераторов;

3) величина начального тока коллектора $I_{к.н}$;

4) „ползучесть“ неуправляемого тока коллектора и эмиттера $\Delta I_{к0}$ и $\Delta I_{э0}$;

5) коэффициенты усиления $\beta_н$ и β;

6) наличие надежных контактов внутри транзисторов.

Для диодов:

1) величина тока утечки диода $I_{д0}$ при заданной величине обратного напряжения, прикладываемого к диоду:

2) „ползучесть“ тока $I_{д0}$;

3) величина прямого сопротивления $R_{д\,пр}$ в начале прямолинейного участка вольт-амперной характеристики диода;

4) наличие надежных контактов внутри диодов.

Наиболее просто такие данные можно получить при испытании транзистора или диода по приведенной на рис. 87 схеме. Испытуемый транзистор или диод подключается к соответствующим зажимам *к*, *б* и *э* (коллектор, база, эмиттер).

Для измерения токов $I_{к0}$, $I_{э0}$, $I_{к.н}$ и их „ползучести" переключатель *П* устанавливают в положение *1*.

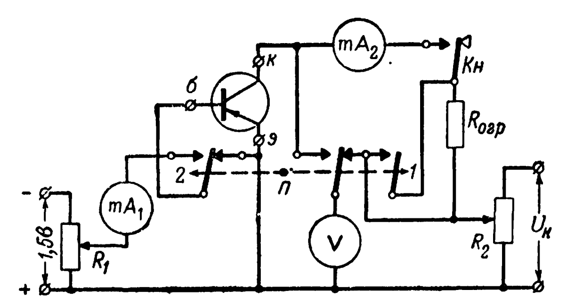


Рис. 87. Схема прибора для разбраковки диодов и транзисторов.

Измерение $I_{к0}$ производится при отключенном эмиттере, а $I_{э0}$ при отключенном коллекторе. Далее по вольтметру *V* потенциометром R_2 устанавливают соответствующее напряжение $U_{к.исп}$ и, нажав кнопку *Кн*, измеряют ток $I_{к0}$.

Величина тока $I_{к0}$ должна быть не больше того значения, которое указано в паспорте транзистора, с учетом пересчета паспортного напряжения по формуле

$$I_{к0\,исп} \approx I_{к0} \frac{U_{к.исп}}{U_к}, \qquad (106)$$

где $I_{к0\,исп}$ — неуправляемый ток при напряжении испытания $U_{к.исп}$;

$I_{к0}$ и $U_к$ — паспортные значения тока и напряжения.

Затем, не опуская кнопки *Кн*, в течение некоторого времени наблюдают за показанием миллиамперметра тока $I_{к0}$, изменение которого во времени характеризует „ползучесть" транзистора. Если ток $I_{к0}$ со временем увеличивается, то транзистор непригоден для применения в переключающих устройствах.

Измерение тока $I_{к.н}$ производят так же, как и тока $I_{к0}$, но только при эмиттере транзистора, подключенном к зажиму *э*.

Ток $I_{э0}$ и его „ползучесть“ измеряют так же, как и ток $I_{к0}$ (только при обратном включении транзистора).

Для измерения номинального коэффициента усиления переключатель *П* переводят в положение *2* и потенциометром R_2 устанавливают напряжение $U_к = U_п = 0{,}5$ *в*, а потенциометром R_1 — ток коллектора равным 1 *ма*. Отношение токов $I_к$ к $I_б$ и будет измеряемым коэффициентом $\beta_н$.

Измерение среднего коэффициента усиления β, знание которого необходимо при точных расчетах схем, производят тем же порядком; устанавливая при этом расчетные величины $U_п$ и $I_к$.

Определение надежности контактов внутри транзистора производится при нажатой кнопке *Кн* путем легкого сотрясения транзистора и наблюдения за величиной тока $I_к$.

При измерении тока утечки диодов $I_{д0}$ „плюс“ диодов подключают к зажиму *к*, а „минус“ — к зажиму *э*. Ключ *П* устанавливают в положение *1*. Далее по вольтметру потенциометром R_2 устанавливают необходимое обратное напряжение и замеряют значение $I_{д0}$, нажав кнопку *Кн*. Не отпуская кнопку *Кн*, наблюдают за „ползучестью“ тока $I_{д0}$. Диоды, дающие увеличение со временем тока $I_{д0}$, для применения непригодны.

Ток утечки у германиевых диодов не должен превышать паспортных величин. Пересчет тока утечки для других напряжений производится по формуле (106).

При измерении прямого сопротивления диодов „плюс“ диода подключают к зажиму *э*, а „минус“ — зажиму *к*. Ключ *П* устанавливают в положение *2*. Нажимая кнопку *Кн*, устанавливают по вольтметру потенциометром R_2 напряжение, равное 0,5 *в* для купроксных и германиевых плоскостных диодов и 1 *в* для германиевых точечных диодов. Замеряют ток $I_{д.пр}$, протекающий по диоду. Отношение показания вольтметра к току $I_{д.пр}$ и будет измеряемой величиной $R_{д.пр}$.

В качестве приборов mA_1 и mA_2 используются микроамперметры типа М494 на 100 *мка* с набором шунтов до 100 *ма* для проверки триодов П1, П6, П13—П16 и до 1 *а* для транзисторов П3, П4 и П201. В качестве вольтметра желательно применять прибор с сопротивлением 10—20 *ком/в*.

31. Схема для обнаружения импульсной утечки в транзисторах

Надежность работы ряда устройств, в которых транзисторы могут находиться длительное время в открытом состоянии, во многом зависит от наличия импульсной утечки в транзисторах.

Специфические особенности проявления импульсной утечки не позволяют оценить количественную величину импульсной утечки, а зачастую и вообще ее наличие измерением параметров в статическом режиме.

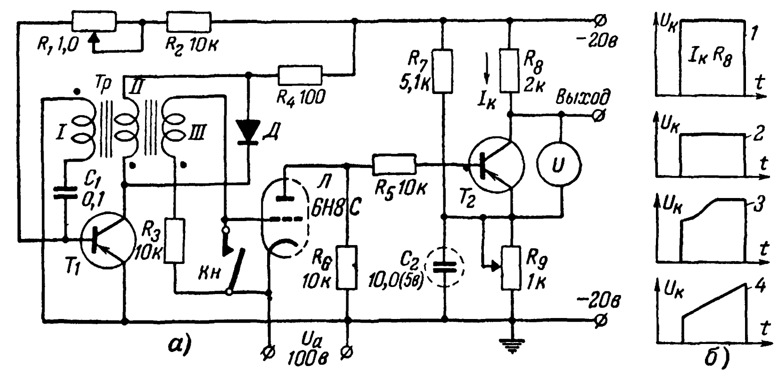


Рис. 88. Схема для обнаружения импульсной утечки в транзисторах (*а*) и форма импульсов на выходе схемы (*б*).

Поэтому обнаружение импульсной утечки в транзисторах целесообразно производить в импульсном режиме по схеме на рис. 88,*а*. Она состоит из блокинг-генератора (транзистор T_1) с регулируемой частотой повторения от 10 *гц* до 1 *кгц* и длительностью импульсов около 50—80 *мксек*; электронной лампы, выполняющей роль ключа, и схемы с испытуемым транзистором.

Проверка транзисторов на импульсную утечку производится следующим образом. Нажимаем кнопку *Кн* и

тем самым открываем лампу $Л$ и проверяемый транзистор T_2. С помощью потенциометра R_9 устанавливаем режим транзистора таким, при котором он находился бы в полностью открытом состоянии (показание вольтметра должно составлять около 0,1 *в*).

Отпускаем кнопку *Кн*, после чего лампа $Л$ и транзистор T_2 будут управляться импульсами отрицательной полярности, поступающими с блокинг-генератора. Далее, изменяя частоту блокинг-генератора (с помощью сопротивления R_1), наблюдаем форму выходного импульса на экране осциллографа.

В транзисторах, имеющих импульсную утечку, при изменении частоты повторения импульсов блокинг-генератора будет происходить изменение формы импульса или его амплитуды, или того и другого одновременно. Форма и амплитуда импульсов для транзисторов без импульсной утечки показаны на рис. 88,*б* (кривая *1*). То же при наличии импульсной утечки — кривые *2*, *3*, *4*.

32. Прибор для разбраковки магнитных тороидальных сердечников

Схема прибора приведена на рис. 89. Прибор позволяет производить ручным способом ориентировочную проверку и сортировку тороидальных сердечников как по коэффициенту перепада $K = \frac{U_{сигн}}{U_{пом}}$, так и по коэффициенту прямоугольности $p = \frac{B_r}{B_m}$. Для этого измеряем напряжение полезного сигнала $U_{сигн}$, получаемого при перемагничивании сердечника, и напряжение помех $U_{пом}$, получаемое при отсутствии перемагничивающего действия. Коэффициенты K и p связаны между собой и с параметрами сердечника следующими приближенными соотношениями:

$$K = \frac{U_{сигн}}{U_{пом}} \approx \frac{1+p}{1-p} = \frac{B_m + B_r}{B_m - B_r}; \qquad (107)$$

$$p \approx \frac{K-1}{K+1}. \qquad (108)$$

Основой прибора являются блокинг-генератор и осциллографический измеритель напряжений (осцилло-

граф типа 25-И). В блокинг-генераторе работают три лампы 6Н7С или 6Н3П, включенные параллельно и позволяющие получить импульсы тока до 5 *а*. Длительность импульсов, генерируемых блокинг-генератором, должна быть около 6 *мксек* для проверки ферритовых сердечников и порядка 20 *мксек* для ленточных.

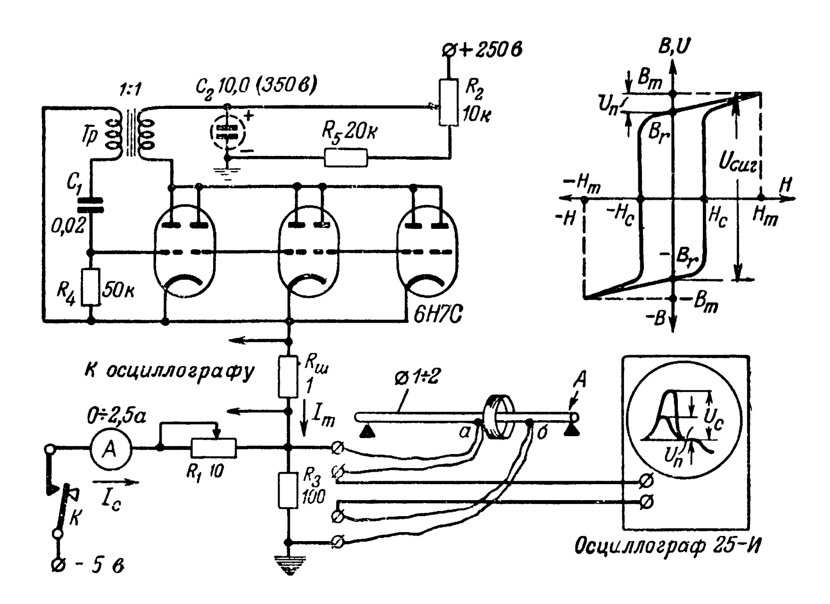


Рис. 89. Схема прибора для разбраковки магнитных торов на прямоугольность петли гистерезиса.

Разбраковку торов производят следующим образом: испытуемые сердечники нанизывают на медный стержень A (d=1—2 *мм*), выполняющий роль обмотки. С помощью зажимов типа «крокодил» к точкам *а* и б присоединяют блокинг-генератор и осциллограф.

При нанизывании на медный стержень нескольких тороидальных сердечников для исключения влияние остальных сердечников на испытуемый сердечник импульсы тока блокинг-генератора и тока подмагничивания пропускают только под испытуемым сердечником.

Включив ключ *К*, устанавливают по амперметру с помощью реостата R_1 ориентировочный ток подмагничи-

вания I_c, необходимый для получения магнитного поля, соответствующего величине H_c:

$$I_с = \frac{H_c\, r_{ср}}{0{,}2}. \qquad (109)$$

Затем, измеряя напряжение на шунте $R_ш$, устанавливают потенциометром $R_?$ ориентировочную величину импульса тока I_m, необходимую для получения полного перемагничивания сердечника при наличии подмагничивающего тока обратного направления:

$$I_m = \frac{H_m r_{ср}}{0{,}2} + I_c. \qquad (110)$$

После этого осциллографом измеряют амплитуду импульсов сначала при включенном подмагничивании ($U_{сигн}$), а затем при выключенном подмагничивании ($U_{пом}$). Отношение этих напряжений и будет отношением полезного сигнала к помехе, что является основным параметром при конструировании схем на магнитных элементах.

Сердечник трансформатора *Тр* изготовлен из оксифера $\mu = 2\,000$ и состоит из двух Ш-образных половин с зазором порядка 0,1—0,2 *мм*. Сечение сердечника 7×7 *мм*. Обмотки имеют по 75 витков.

В качестве источника питания может быть использован любой выпрямитель от широковещательного радиоприемника. Кенотрон выпрямителя заменяют германиевыми силовыми диодами, а освободившуюся накальную обмотку кенотрона используют для получения постоянного подмагничивающего тока.

Выпрямитель для подмагничивающего тока собирают по мостовой схеме с применением купроксных или германиевых силовых диодов. Фильтр выпрямителя П-образный. В качестве дросселя может быть использован сердечник, выполненный из листовой трансформаторной стали. Сечение железа трансформатора не менее 30×30 *мм*. Обмотку дросселя наматывают проводом 0,8—1 *мм* (200—250 витков). Конденсаторы фильтра по 1 000 *мкф*.

Следует заметить, что в описанном способе измерения осциллографом величин $U_{сигн}$ и $U_{пом}$ измеряется также падение напряжения на переходных контактах в точках подключения зажимов типа „крокодил". Это

приводит к некоторому искажению результатов измерений. От указанного недостатка свободна конструкция подключающего устройства, приведенная на рис. 90.

Тороидальный сердечник, подлежащий проверке, помещается на основание из изоляционного материала, в которое вмонтированы три латунные пластинки толщиной 1—1,5 *мм*, изолированные друг от друга. Одним

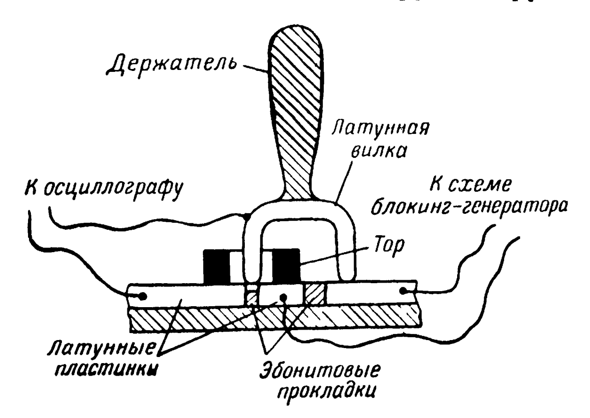


Рис. 90. Конструкция устройства для подключения магнитных торов к прибору.

концом латунной вилки, образующей один виток в измерительной схеме, сердечник захватывается и подводится к латунным пластинкам так, как показано на рис. 90. При этом через левую пластинку и один конец вилки образуется цепь для осциллографа, а через среднюю и правую пластинки и через вилку образуется цепь тока для импульсов блокинг-генератора и подмагничивания.

Эта конструкция, помимо повышения точности измерения, позволяет значительно ускорить процесс разбраковки торов.

33. Практические советы по разбраковке и намотке тороидальных сердечников

При выполнении устройств на магнитных сердечниках существенную роль играет разбраковка тороидальных сердечников на годные и негодные. Последние в свою очередь разбраковывают на группы с идентичными параметрами.

Пригодность тороидальных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса определяется коэффициентом перепада ($K = U_{сигн} / U_{пом}$). Для устройств, в которых будут установлены торы, компенсирующие помехи, коэффициент перепада не следует принимать менее 10. Для устройств, в которых не предусматривается установка компенсационных торов и предназначенных для работы в сравнительно узком диапазоне температур ($+10 \div +40^\circ$ C), коэффициент K следует выбирать не менее 15.

Тороидальные сердечники, разбракованные по коэффициенту перепада, разбивают на группы по амплитуде $U_{сигн}$ так, чтобы в каждой из групп указанные величины имели отклонение не более $\pm 5\%$.

Пригодные для использования тороидальные сердечники после разбраковки необходимо окрасить масляной краской (каждую группу в свой цвет). Этим исключается возможность смешивания годных тороидальных сердечников с негодными. Кроме того, краска закруглит острые углы и заусенцы, которые при намотке обмоток тороидальных сердечников могли бы повредить изоляцию наматываемого провода.

Целесообразно в каждом отдельном устройстве применять тороидальные сердечники только одной группы, что позволит значительно ускорить наладку схем.

То же самое относится и к оксиферовым сердечникам, применяемым в трансформаторах блокинг-генераторов и датчиков «1». Однако лучшими оксиферовыми сердечниками для указанных цепей считаются те, у которых величина коэффициента прямоугольности $p \leqslant 1$.

Тем, кто не работал с магнитными элементами, на первый взгляд может показаться, что самой трудоемкой работой является намотка торов малых диаметров. Однако в действительности это самая простая работа.

Для намотки торов надо взять обычную швейную иглу диаметром порядка 0,5—0,8 *мм* (в зависимости от внутреннего диаметра тороидального сердечника) и в ушко иголки вставить сразу столько проводов длиной 30—40 *см* каждый, сколько нужно намотать обмоток на торе. Далее с помощью иглы производят намотку. Как только число витков будет соответствовать требуемому числу витков наименьшей обмотки, один провод отрезают и снова продолжают намотку. У следующей обмотки провод отрезают на 3—4 *см* длиннее, чем у пер-

вой, и т. д. По длине оставленных концов различают номера соответствующих обмоток. На намотку тора в среднем требуется на более 5—10 *мин.*

Для намотки торов желательно применять провод марки ПЭВТЛ (провод эмалированный, высокопрочный, теплостойкий, лудящийся), для входных и выходных обмоток — диаметром 0,1 *мм*, а для тактовых — несколько большего диаметра.

Если потребуется производить гермстизацию намотанных торов эпоксидными смолами, то рекомендуется тор с обмотками окрасить масляной краской. Окраска намотанных торов, а также и самих сердечников очень полезна. Дело в том, что у ферритовых сердечников всегда имеются микротрещины, которые при заливке неокрашенных сердечников будут заполнены смолой. Поскольку коэффициенты расширения у затвердевшей смолы и ферритовых сердечников различны, то поэтому с течением времени может произойти разрыв сердечника. Кроме того, окраска предохранит изоляцию провода от вредного воздействия эпоксидных смол.

Монтаж устройств рекомендуется производить на гетинаксовых или текстолитовых платах толщиной 2—3 *мм.* Для крепления деталей, монтажных проводов и выводов от магнитных торов на плате в соответствующих местах в зависимости от размеров применяемых деталей просверливают отверстия, в которые затем забивают штифты из медного провода диаметром 0,8—1 *мм* и длиной 6—8 *мм.*

34. Способ расширения температурного диапазона схем на магнитных элементах

Часто при конструировании аппаратуры на магнигных элементах и транзисторах задаются весьма жесткие требования к аппаратуре в отношении ее надежности работы в широком диапазоне изменения температуры, например $+60°\div-60°$ С, при одновременном изменении напряжения источника питания, например на $\pm25\%$. Если не принимать специальных мер, таких как тщательная разбраковка элементов, входящих в устройство, обсспечить в указанных пределах работу устройства в целом весьма затруднительно.

При увеличении температуры у ферритовых сердеч-

ников сужается гистерезисная петля и уменьшается отношение сигнала к помехе. Поэтому предельная величина напряжения источника питания, при которой бы схема еще не склонна к самовозбуждению («самозапись» «1») от импульсов помех, смещается вниз. При отрицательных температурах гистерезисная петля резко расширяется и работа схемы вообще прекращается. Чтобы восстановить работоспособность схемы, необходимо увеличить напряжение источника питания.

Например, практические схемы, выполненные на ферритовых торах, при температуре +20° С надежно работают при напряжении источника питания 10—20 *в*, тогда

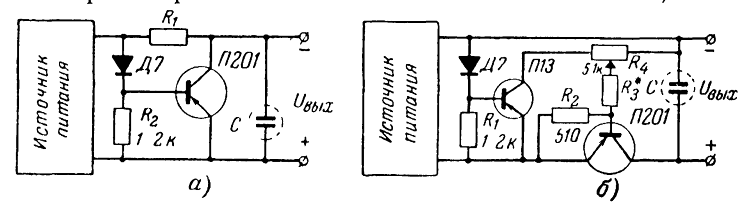


Рис. 91. Схема автоматического изменения напряжения источников питания с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) включением регулирующих транзисторов.

как при температуре +60° С надежная работа обеспечивается при изменении напряжения источника питания от 6 до 13—15 *в*, а при температуре —60° С от 15—17 *в* и выше.

Таким образом, чтобы обеспечить надежную работу устройства в широком диапазоне изменения температуры и при значительном колебании напряжения источника питания, необходимо напряжение источника питания изменять с изменением температуры.

Последнее можно осуществить или вручную, или автоматически.

На рис. 91 приведены две практические схемы, осуществляющие автоматическое изменение напряжения источника питания, подводимого к устройству, выполненному на магнитных элементах и полупроводниковых приборах.

В первой схеме (рис. 91,*а*) мощный транзистор (например, П201, П4), регулирующий напряжение, подключен к источнику питания параллельно. Ток этого тран-

зистора является нагрузкой источника питания с внутренним сопротивлением R_1.

Коллекторный ток транзистора складывается из двух токов: начального тока коллектора и тока $I_б$ β. Ток базы определяется обратным сопротивлением диода плоскостного типа, которое с увеличением температуры уменьшается, а с уменьшением температуры увеличивается. Следовательно при увеличении температуры увеличивается ток в цепи диода и ток базы транзистора. Увеличивается ток, потребляемый транзистором от источника питания и падение напряжения на сопротивлении R_1. В результате этого автоматически увеличивается ток нагрузки источника питания. Напряжение на выходе источника питания автоматически уменьшается. При понижении температуры процесс протекает в обратном направлении. Для увеличения пределов изменения напряжения желательно вместо диода или еще лучше параллельно диоду включать термосопротивление типа ММТ или КМТ.

Во второй схеме (рис. 91,*б*) автоматическое регулирование напряжения источника питания осуществляется мощным транзистором (П201), включенным последовательно в цепь питания. Следящим за температурой элементом является маломощный транзистор, например, П13 совместно с плоскостным диодом, работающие точно так же, как и в первой схеме. Например, при повышении температуры увеличивается ток транзистора П13, напряжение на выходе потенциометра R_4 уменьшается, а следовательно, и уменьшается ток базы мощного транзистора. Последний, призакрываясь, уменьшает выходное напряжение.

Вторая схема сложнее первой, но имеет более высокий к. п. д.

В заключение следует отметить, что устройства с большим количеством торов целесообразно питать от стабилизированных источников питания, в которых стабилизация осуществляется приборами, известными под названием стабилизаторов напряжения.

Наиболее подходящими являются стабилизаторы напряжения с регулируемым выходным напряжением, выполненные на полупроводниковых приборах.

Принцип работы и устройство подобных стабилизаторов многократно описывался в литературе, в том числе,

и в выпусках Массовой радиобиблиотеки. В подобных стабилизаторах напряжения ручная регулировка напряжения должна быть заменена автоматической, которая должна действовать при изменении температуры окружающей среды.

Для этой цели одно из плеч потенциометра, осуществляющего регулирование напряжения, заменяется термосопротивлением, или к потенциометру добавляется следящий за температурой элемент, выполненный на транзисторах.

Достоинства подобного устройства очевидны: выходное напряжение автоматически изменяется с изменением температуры, и в то же время остается стабильным при изменении подводимого от сети напряжения или при изменении тока нагрузки.

Рассмотренные способы автоматического регулирования напряжения могут быть рекомендованы не только для схем, приведенных в этой книге, но и для широко известных запоминающих устройств матричного типа на ферритовых торах и работающих по принципу совпадения двух полутоков.

---

1. Параметры ферритовых тороидальных сердечников (при температуре 20° С)

Марка феррита	ВТ-1	ВТ-2	ВТ-4	ВТ-5	К-28	К-65	К-132	К-210	К-211
Остаточная индукция, B_r *гс*	2 300	2 550	2 500	2 700	2 600	2 100	1 800	2 700	2 000
Максимальная индукция B_m[1], *гс*	2 500	2 700	2 700	2 900	2 800	2 400	2 100	2 800	2 060
Отношение B_r/B_m'	0,92	0,94	0,93	0,93	0,93	0,87	0,86	0,96	0,97
Коэрцитивная сила H_c, *в*	1,25	0,8	2,0	0,15	1,5	0,43	0,15—0,2	1,25	0,1
Отклонение параметров торов при изменении температуры от 20 до 60° С и от 20 до −60° С									
$\pm\Delta B_r$,%	25	18	14	60	28	30	35		35
$\pm\Delta B_r/\Delta B_m$,%	6	5	20	33	8	30	12		10
$\pm\Delta H_c$,%	43	55	37	75	45	68	75		75

[1] В поле $H_m = 5H_c$.

Примечание. Знак плюс соответствует отрицательным температурам, а знак минус — положительным.

2. Наиболее употребительные размеры ферритовых тороидальных сердечников

Внешний диаметр $d_н$, *мм*	1,5	2,03	2 65	2,65	3,0	3,0	3,1	3,1	4	4,35	4,35	5	6,0	7,0	7,4	10
Внутренний диаметр $d_{вн}$, *мм*	1,0	1,31	1,65	1,65	2,0	2,0	2,0	2,0	2,5	2,5	2,5	3,0	3,8	4,0	4,0	6
Высота h, *мм*	0,7	1,0	1,0	1,3	1,25	1,5	1,1	1,5	1,5	1,8	2,2	1,5	2,5	2,1	2,4	2
Площадь поперечного сечения кольца S, *мм*²	0,175	0,36	0,5	0,65	0,625	0,75	0,605	0,825	1,125	1,665	2,035	1,5	2,75	3,15	4,08	4
Средняя длина магнитных силовых линий l, *мм*	3,92	5,24	6,72	6,72	7,85	7,85	8,06	8,06	10,17	10,74	10,74	12,56	15,4	17,27	17,9	25,12
Средний радиус, *мм*	0,625	0,835	1,07	1,07	1,25	1,25	1,27	1,27	1,62	1,71	1,71	2,0	2,45	2,75	2,85	4,0

ЛИТЕРАТУРА

Б а р д и ж В. В. Характеристики сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса, Институт точной механики и вычислительной техники АН СССР, 1957.

В е р ш и н В. Применение кремниевых стабилитронов, «Радио», 1959, № 8.

З а в о л о к и н а З. И. Магнитные элементы в цифровых вычислительных устройствах, Госэнергоиздат, 1958.

К о б л е н ц Я. Г. Бесконтактные способы телефонной коммутации, Связьиздат, 1957.

Бесконтактная коммутация и электронные АТС, Информационный сборник под ред Кобленца Я. Г. и Павловского И. Е., Связьиздат, 1958.

К о б л е н ц Я. Г. Построение и анализ однотактных магнитных логических и триггерных коммутационных схем, «Электросвязь», 1959, № 3.

К о н о н о в Б. Н. Спусковые и релаксационные схемы на плоскостных триодах. Сборник «Полупроводниковая электроника», Госэнергоиздат, 1959.

М а р т ы н о в Е. М. Переключающиеся устройства на полупроводниковых триодах, «Радио», 1956, № 11, 12.

М а р т ы н о в Е. М. Электронные устройства дискретного действия, Госэнергоиздат, 1960.

М а т в е е в Г., Х о м и ч В. Ферриты — новые магнитные материалы, «Радио», 1959, № 8.

С в о р е н ь Р., Ф е д о р о в А. Ферритовое кольцо вместо электронной лампы, «Радио», 1960, № 2.

Ч и н е н к о в Л. А., Д е м и н Э. А. Делители частоты с применением ферритов и полупроводниковых триодов, «Электросвязь», 1959, № 6.

Цена 38 коп.

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Вышли из печати следующие выпуски:

Е. А. Детков, Простой любительский магнитофон, 24 стр., тираж 100 000 экз., ц. 5 коп., вып. 376.

Г. П. Самойлов, Ремонт развертывающих устройств телевизоров, 104 стр., тираж 100 000 экз., ц. 23 коп., вып. 377.

П. А. Попов, Расчет транзисторных усилителей звуковой частоты, 104 стр., тираж 60 000 (1-й завод 10 000 экз.), ц. 23 коп., вып 378.

Т. И. Изюмова и В. Т. Свиридов, Полые и ленточные радиоволноводы, 96 стр., тираж 32 000 экз., ц. 22 коп., вып. 379.

И. П. Жеребцов, Основы электроники (учебная серия), 608 стр., тираж 100 000 (1-й завод 20 000 экз), ц. 1 р. 54 к. вып. 380.

Е. М. Мартынов, Электронные устройства дискретного действия, 128 стр., тираж 40 000 экз., ц. 30 коп., вып. 381.

Г. П. Грудинская, Распространение ультракоротких волн (издание второе, переработанное), 104 стр., тираж 50 000 (1-й завод 15 000 экз.). ц. 23 коп., вып. 382.

И. Я. Брейдо, Ламповые усилители сигналов постоянного тока, 87 стр., тираж 50 000 (1-й завод 10 000 экз.), ц. 20 коп. вып. 384.

Г. Б. Богатов, Как было получено изображение обратной стороны Луны, 64 стр, тираж 50 000 (1-й завод 20 000 экз.), ц. 14 коп., вып. 385.

Печатаются

А. И. Зиньковский, Радиотехника и космические полеты.

А. А. Корнеев и А. Н. Корнеев, Адаптеризованная гитара.

Ю. Д. Пахомов, Зарубежные магнитофоны.

Е. К. Сонин, Портативный магнитофон на транзисторах.

В. Ф. Самойлов, Синхронизация генераторов телевизионной развертки.

Госэнергоиздат заказов на книги не принимает и книг не высылает. Книги, выходящие массовым тиражом, высылают наложенным платежом без задатка отделения „Книга-почтой".

Заказы можно направлять: г. Москва, В-218, 5-я Черемушкинская ул., 14, Книжный магазин № 93 „Книга—почтой".

Рекомендуем заказывать литературу только по плану текущего года. Книги Массовой радиобиблиотеки расходятся очень быстро, и поэтому выпуски прошлых лет давно уже все распроданы.

Высылку книг наложенным платежом производит также магазин технической книги № 8 „Книга—почтой", Москва, Петровка, 15.